



TITLE:

アダプティブアレイの改良システムとその応用( Dissertation\_全文)

AUTHOR(S):

小見山, 耕司

---

CITATION:

小見山, 耕司. アダプティブアレイの改良システムとその応用. 京都大学, 1980, 工学博士

ISSUE DATE:

1980-09-24

URL:

<https://doi.org/10.14989/doctor.k2444>

RIGHT:

# アダプティブアレイの改良システムとその応用

昭和55年 5 月

小 見 山 耕 司

# アダプティブアレイの改良システムとその応用

昭和55年5月

小見山 耕司

|      |
|------|
| DOC  |
| 1980 |
| 5    |
| 電気系  |

## 謝 辞

昭和49年秋、京都大学工学部電気工学第二学科の学生として卒業研究のため研究室に配属されて以来、今日に至るまでの5年半余りの長きにわたり、卒業論文、修士論文、そしてこの博士論文の指導教授としていつも暖かく御指導いただいた木村繁根教授に深く感謝します。

卒業研究、修士論文、博士論文と常に私の進むべき研究の道を示し、私の論文や学会発表の拙い文章にも目を通して、多くの学会発表の機会を与えて学究の心を授けて下さった鷹尾和昭助教授の暖かい御指導に心から感謝します。

大学で、おに学会で私の研究発表にいつも適切な御討論、御助言を下さった池上丈夫教授に深く感謝します。

機会あるごとに多くの御意見、御討論下さった加藤進教授、小川徹教授に謹んで感謝の意を表します。

木村研究室の深尾昌一郎博士、橋本弘蔵氏にいつも御援助に感謝します。橋本弘蔵氏には特にハードウェアの試作にあたり、多大な助言をいただきました。

この研究テーマの先輩である電波研究所の藤田正晴氏には多くの示唆をいただきました。深く感謝します。

木村研究室でハードウェア製作を担当された伊東康之、



河村 修 両氏に感謝します。

木村研究室，京都大学電離層研究施設の諸氏の多くの  
援助に対し感謝の意を表します。

この研究の一部は 東京大学宇宙航空研究所特別事業費に  
より行なわれた。

# 目 次

謝 辞

## 第1章 序 論

|     |                      |    |
|-----|----------------------|----|
| 1 節 | アダプティブアレイ研究の歴史 ..... | 5  |
| 2 節 | 本研究の内容 .....         | 31 |

## 第2章 アダプティブアレイの原理

|     |                                      |    |
|-----|--------------------------------------|----|
| 1 節 | 序 言 .....                            | 33 |
| 2 節 | アレイシステムと信号 .....                     | 35 |
| 3 節 | 拘束付最小下法に基づく最適制御 .....                | 38 |
| 4 節 | 最急降下法による最適制御 .....                   | 44 |
| 5 節 | 入力信号とシステムの複素関数的取扱い .....             | 53 |
| 6 節 | 複素数の実数行列展開表現による実信号と複素信号システムの対応 ..... | 58 |
| 7 節 | 最適解によるシステムの動作 .....                  | 62 |
| 8 節 | 方向拘束式アダプティブアレイの計算機シミュレーション .....     | 69 |

## 第3章 広帯域外来妨害波抑圧のための複合フィードバックシステム

|     |                             |     |
|-----|-----------------------------|-----|
| 1 節 | 序 言 .....                   | 80  |
| 2 節 | 広帯域外来妨害波モデルとアダプティブアレイ ..... | 82  |
| 3 節 | 決定論的パターン合成による広帯域ヌル .....    | 89  |
| 4 節 | 複合フィードバックシステム .....         | 94  |
| 5 節 | 広帯域ヌル生成過程 .....             | 97  |
| 6 節 | 複合フィードバックの最適パラメータ .....     | 102 |

|     |                        |     |
|-----|------------------------|-----|
| 7節  | 複合フィードバックシステムのシミュレーション | 107 |
| 8節  | 結 言                    | 114 |
| 第4章 | 平滑アルゴリズムによる定常特性の改善     |     |
| 1節  | 序 言                    | 116 |
| 2節  | 定常特性の評価                | 117 |
| 3節  | 平滑アルゴリズム               | 128 |
| 4節  | 計算機シミュレーション            | 130 |
| 5節  | 結 言                    | 145 |
| 第5章 | 電波干渉計への応用              |     |
| 1節  | 序 言                    | 146 |
| 2節  | 電波干渉計による開口合成           | 148 |
| 3節  | 方向拘束式のアダプテーションによる最適処理  | 152 |
| 4節  | 計算機シミュレーション            | 157 |
| 5節  | 結 言                    | 170 |
| 第6章 | ニアフィールドアレイとホログラフィへの応用  |     |
| 1節  | 序 言                    | 172 |
| 2節  | ニアフィールドアダプティブアレイ       | 175 |
| 3節  | パッシブホログラフィにおけるアダプテーション | 181 |
| 4節  | 像再生の計算機シミュレーション        | 188 |
| 5節  | 結 言                    | 192 |

## 第7章 アダプティブアレイシステム

|     |                  |     |
|-----|------------------|-----|
| 1 節 | 序 言              | 193 |
| 2 節 | アダプティブプロセッサ      | 196 |
| 3 節 | オーディオ帯域準デジタルシステム |     |
| 3-1 | システムの構成          | 200 |
| 3-2 | 実 験              | 212 |
| 4 節 | RF ハイブリッドシステム    |     |
| 4-1 | システムの構成          | 221 |
| 4-2 | 実 験              | 232 |
| 5 節 | 結 言              | 247 |

## 第8章 干渉性外来妨害波抑圧のための相関除去法とポリビームフォーマ

|     |                         |     |
|-----|-------------------------|-----|
| 1 節 | 序 言                     | 249 |
| 2 節 | 干渉性妨害入力に対するアダプティブアレイの動作 | 252 |
| 3 節 | 相関抑圧法                   | 261 |
| 4 節 | ポリビームフォーマ               | 271 |
| 5 節 | 改良型システムのシミュレーション        | 282 |
| 6 節 | 結 言                     | 295 |

## 第9章 結 論

## 附 録

|   |                   |     |
|---|-------------------|-----|
| A | 評価関数の複素ウェイトに関する微分 | 303 |
|---|-------------------|-----|

|                                   |     |
|-----------------------------------|-----|
| B: 複素信号系のアルゴリズム                   | 306 |
| C: 実信号系の $R_{xx}$ と $R_{xxg}$ の対応 | 308 |
| 参考文献                              | 310 |

# 第1章 序論

## 1 節 アダプティブアレイ研究の歴史

文明は人間の知恵と経験の蓄積である。力を合わせれば……  
……,と昔からよく言われるように 文明も個人単位の知識の総体である。のろしや太鼓の時代から情報交換により発展し、無線通信が行なわれるようになってからは、世界的な情報網により人類一体としての文明が考えられるようになった。近年では通信衛星も数多く打ち上げられ膨大な量の情報が電波に乗って飛びかっている。情報量は文明が発達するにつれ、加速度的に増加し、近年ではそれに伴う無線通信の媒体としての電波の飽和現象が表われ始めている。現在使用されていない周波数帯も開発されつつあるがやはり電波は有限な資源であろう。

1979年、電子通信学会光電波部門全国大会では“アンテナ伝搬の研究技術者に何を望むか”というテーマのもとにパネル討論会が行なわれた。<sup>[1]</sup> その討論の中で、第一に有限な電波の周波数スペクトルを有効に利用するため、不要な方向に電波を放射しないアンテナが望まれた。さらに受信系の側からはアダプティブな制御による干渉除去と伝搬じょう乱の除去が上げられ、アダプティブアンテナが話題となった。アダプティブアンテナは所望の信号の追跡や不要波の方向へヌル (null) を向ける妨害波除去を自動的に実行する

システムであり、各方面においてその実現が大いに期待された。

アンテナ 電波のセンサーであるアンテナは伝搬波による電磁界と電気信号との変換器である。よく知られているように伝搬波の波源方位分布とアンテナ上の電流分布との関係は、多くの場合がそうであるように波源とアンテナが波長に比べて離れている遠方界の場合にはフーリエ変換の関係にあるため、アンテナ上の電流分布を空間周波数の概念を用いて記述することがある。しかし、波源とアンテナが接近している場合には、次の要素が変換式に入り、フレネル変換となる。

アンテナの特性はこのフーリエ又はフレネル変換の性質を考慮すると容易に理解される。電気回路における時間関数としての電圧とそのスペクトルとの関係はアンテナにおいては放射電磁界（即ち、指向性パターン）とアンテナ上の電流分布との関係に対応する。

デルタ関数のような鋭いパルスは無限に広がったスペクトルを持つ。これと同様アンテナに鋭い指向特性を持たせるには、空間周波数を広く高域にまで必要とする。具体的には無限に大きいアンテナに励振電流を果せることにより、デルタ関数的な鋭い指向性を実現できる。しかし、実際にはアンテナの開口面は有限であり、電気回路でいわれる低域通過特性をもつから、その指向性は開口の大きさ（空間周波数の上限）に応じた太いビームを持つようになる。これらの議論は電磁界を扱うアンテナに限らず、伝搬波が音波

である ソナーや 弾性波 を扱う 地震計 についても同様である。

### アンテナアレイ

アンテナアレイは 複数の アンテナ によって構成されるが  
これを部分的に 又は 奥に によって 励振された 一つの開口面 であると  
みると、前述の フーリエ変換は 離散的な フーリエ変換 (DFT) に  
対応する。特に、等間隔アレイの場合には 標本化定理に従って  
パターン領域で 周期性をもち、グレイティングローブが 生じることになる。  
グレイティングローブは アンテナアレイの 最大の欠点であり、これを防ぐ  
ために アンテナ素子を 不等間隔に 配置したり グレイティングローブを  
visible region (入射角を  $\theta$  とすれば、 $u = \sin \theta$  において  $|u| \leq 1$  と  
なる範囲) から 追い出すように 細かい間隔で 素子を 配置したりする。

一般に、アンテナの性能を上げるには 開口面を広げる必要が  
絶対条件である。パラボラのような 連続開口アンテナでは 機械的な  
製作上の制限を受けるが、アンテナアレイでは 個々には 小さい アンテナ  
エレメントの 個数を 増加することによって 可能であり、また それぞれに  
独立に 任意の 励振 を かけやすく、パターンの形状、即ち 主ビームの  
方向、サイドローブの高さ、ヌルの位置等を 制御しやすいという長所が  
ある。さらに 電子的に 励振 を 変えることによって 主ビームの方向を  
変化させることが 可能であるため 高速の空間走査が できる。

このような 励振の柔軟性を示す良い例は サイドローブレベルを  
そろえて 一様におとし ドルファー-ケビシエフアレイ<sup>(2)</sup> がある。



無線通信や探査(レーダー, ラジオメーター)用のアンテナやアンテナアレイに要求される性能は主に 1) 利得 (gain), 2) 指向精度 (pointing accuracy) および 3) 解像力 (resolution) である。利得とは雑音中から所望の信号を抽出する能力, 指向精度とはビーム指向の精度, また解像力はビーム幅に直接依存する。いずれも相互に密接に関係した量であって 取り出された情報の SN 比 (信号対雑音比) に深い かわりをもつ。特に従来のアンテナの概念では 開口面の大きさに依存する。

#### シグナルプロセッシングアレイと アダプティブアレイ

最近になって 従来の

アンテナアレイの概念を越えた シグナルプロセッシングアレイが登場した。

これは 特に 目的とする性能を上げるために 受信信号に直接 処理を施し, 情報を取り出す方式のアンテナアレイであり, Ksienski<sup>(3)</sup> によって提案された。その中には シンセティックアレイ, コリレーションアレイ, アダプティブアレイ が含まれている。この文献では アダプティブアレイをシグナルプロセッシングアレイに含めているが, IEEE では 以下のように 区別して定義している。<sup>(4)</sup> シグナルプロセッシングアレイとは 放射エレメントと回路素子とを組み合わせ, 入力信号の掛け算, 蓄積, 相関, 時間変調などの機能を行なわせるアンテナシステム, アダプティブアレイとは, 放射エレメントと回路素子とを組み合わせ, 受信信号によって アンテナの特性を制御するアンテナシステムである。

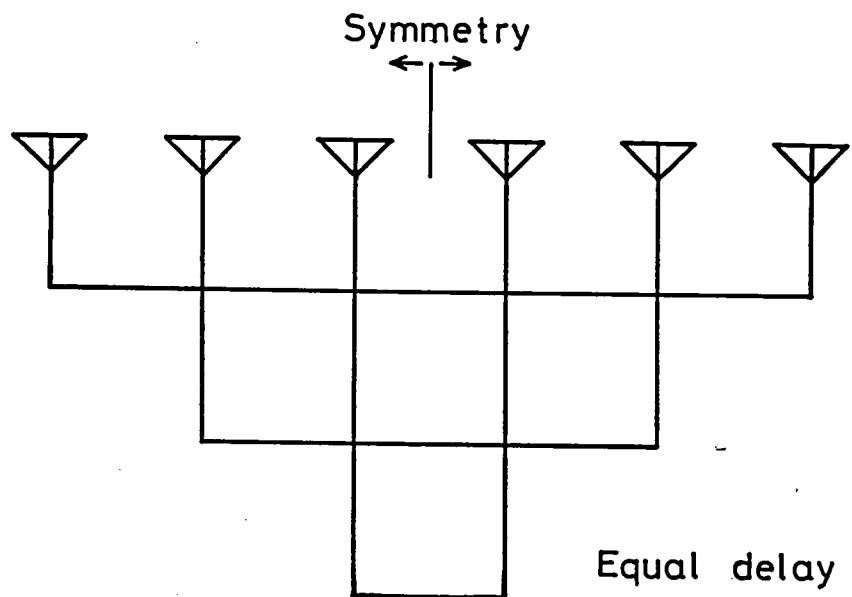


図1-1 レトロディレクティブ・アレイ

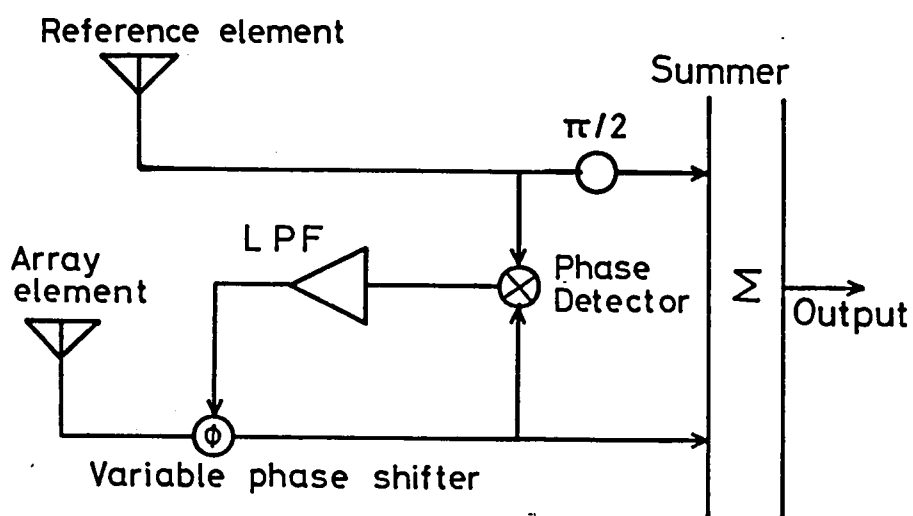


図1-2 セルフコヒーリング・アレイ

シグナルプロセッシング (信号処理) と アダプティブ (最適化) とは異なる概念であり、本論文では 次のように定義する。シグナルプロセッシングとは あらかじめ設定された方法によって信号に適切な処理を施し、情報を取り出す方式、アダプティブとは、未知の環境 (入力) に対する最適化である。従って個々のシステムがその特性を同時に所有することもみられるが 特に アダプティブに該当しないシグナルプロセッシングアレイの例としては、シンセティックアパチュアレータ<sup>(5)</sup>が挙げられる。

アダプティブアレイは 波動を扱う様々な分野 —— レトロディレクティブ<sup>(6)(7)</sup> 及び セルフフェイジングアレイ<sup>(8)</sup>、サイドローブキャンセラー<sup>(9)</sup>、アダプティブフィルター<sup>(10)</sup>、音響<sup>(11)(12)</sup> 及び ソナーアレイ<sup>(13)(14)</sup>、地震計<sup>(15)</sup> にその起源がある。アダプティブアレイはその目的に応じて アダプティブビームフォーミング と アダプティブヌリング に分類される。アダプティブビームフォーミングは オートフォーカスとも呼ばれる。対象となる方向へ自動的に主ビームを向けるように制御するシステムであり、対象が移動しても追従するように動作することから オートトラッキングシステムとも呼ばれる。アダプティブビームフォーミングの具体的な例として 図1-1に レトロディレクティブアレイ<sup>(6)</sup>、図1-2に セルフコヒーレンシアレイ<sup>(7)</sup>を示す。レトロディレクティブアレイは Van Atta によって考案された 最初の アダプティブアレイであり、左右対称にエレメントを配置し、それぞれ同じ長さの伝送路に

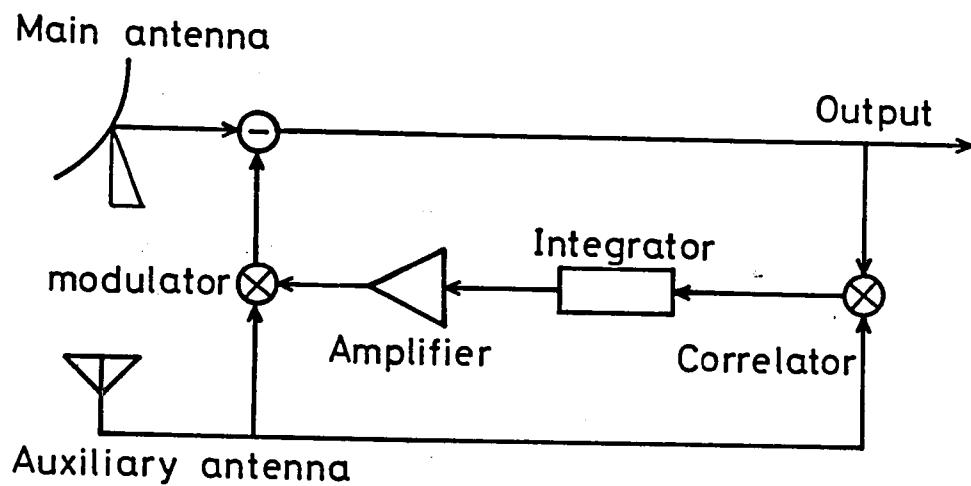


図 1-3 サイドローブ・キャンセラー

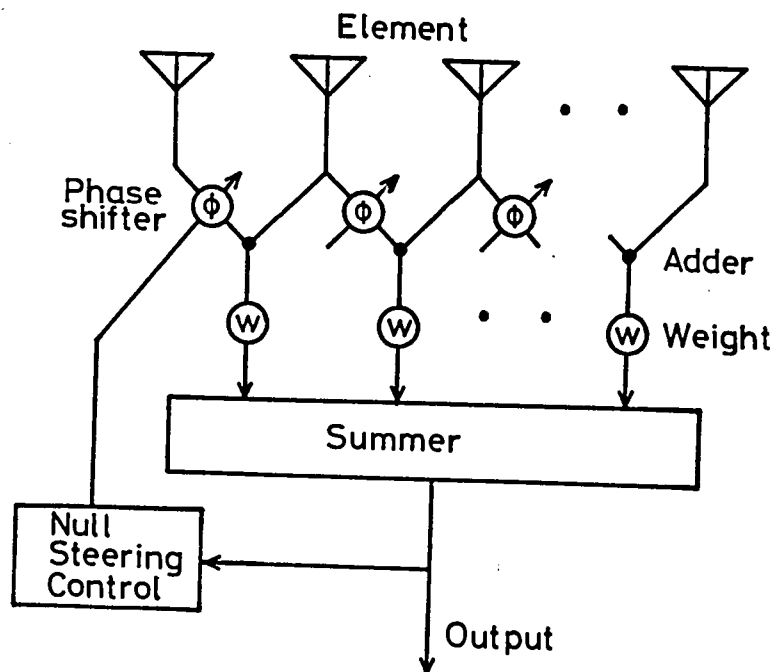


図 1-4 ノルツリー

よって、受信した信号を対称位置のエレメントに供給することにより伝搬方向へ再放射することが出来る。これは後述のシステムのようにフィードバックループをもたないが、どのような方向から信号が入射した場合にもそれに対応して、その方向に再放射ビームを向けるアダプティブビームフォーミングアレイである。

セルフコヒアリングアレイはフェイズロックループをフィードバックループとして備え、規準素子 (reference element) からの出力に同期するように各エレメントの信号を位相調整し加え合わせることで、ビームを自動的に対象方向に向けろアレイシステムである。

現在、主に研究されているアダプティブアレイは次に述べるアダプティブヌリングに関するアレイシステムである。アダプティブヌリングとはパターンのヌルを自動的に妨害波方向に作り、妨害波除去を行なう特性である。アダプティブヌリングの最初のシステムは Howells の考案になるサイドローブキャンセラーである。<sup>[8]</sup> これは、図1-3のように主アンテナのサイドローブに入射する妨害波の成分を補助アンテナからの妨害波成分で打ち消すようにフィードバックが働き、その結果、合成システムパターンヌルを妨害波入射方向に形成するシステムである。直感的に理解しやすいヌル形成の例は図1-4に示すヌルツリー<sup>[15]</sup>である。これは除去の対象となる妨害波出力に対して隣接する二素子の出力が逆位相となる

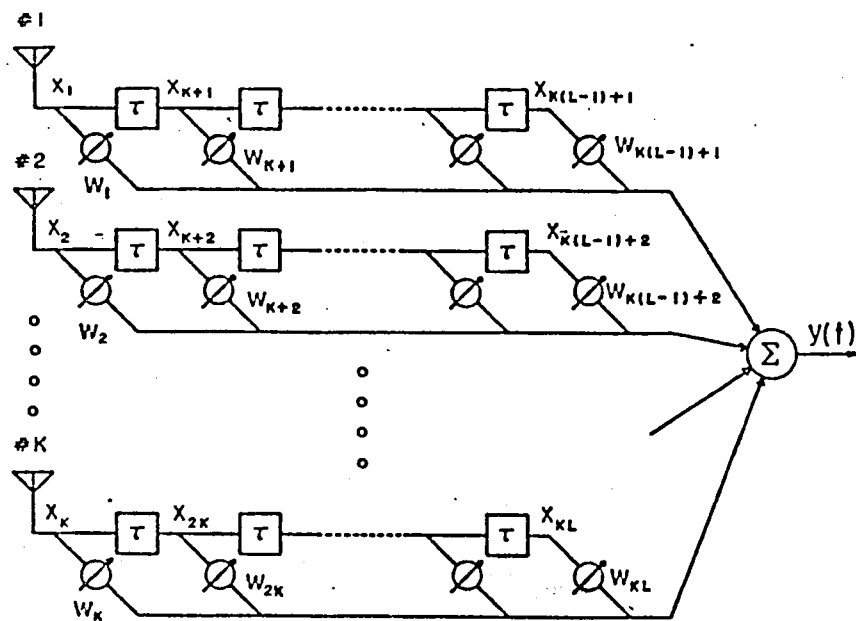
ように 移相器 を 制御し、その和を作ることに 対して 妨害波成分の 除去された 出力を得る。 所望信号は その出力を用い、適当な 励振をかけて 加え合わせ、取り出すことが出来る。

このシステム出力は 妨害波方向に パターンヌルをもつことになる。

さらに 移相器を 多段にするこゝにより 複数のヌルを形成することが出来る。 このシステムにおいて 1本の アンテナの出力の流れをみると 途中で いくつかの 移相と 重み付けを受けた後 システム出力に出ることになる。 従って 一般的に アダプティブアレイとしては、図1-5に示すように 各アンテナ素子に トランスバーサルフィルタを付加したシステムが 採用されている。 このシステムは フィルタとアレイを 組み合わせ、トランスバーサルフィルタの ウェイトを 制御することによって 空間的にも 周波数的にも また 時間的にも 特性を変化させる。 特に 狭帯域信号への 応用には、トランスバーサルフィルタを 縮退させて 等価的に 2タップに 相当する システムとし、 $90^\circ$ ハイブリッドの 直交成分の 出力に 大きさと 正負が 可変の ウェイトを付けて 振幅と 位相を 同時に 制御出来る。

アダプティブ

アレイは 電磁環境を 学習して このウェイトの 最適化を 達成するシステムである。 この最適化の方式は 現在までに 多くの 研究者において 開発されてきた。 アダプティブアレイの目的は 外來の 妨害波も含めた 全雑音中から 所望の信号を取り出す



$x$ : input,  $y$ : output,  $w$ : weight,  $\tau$ : time delay

図 1-5 一般的なアダプティブアレイ

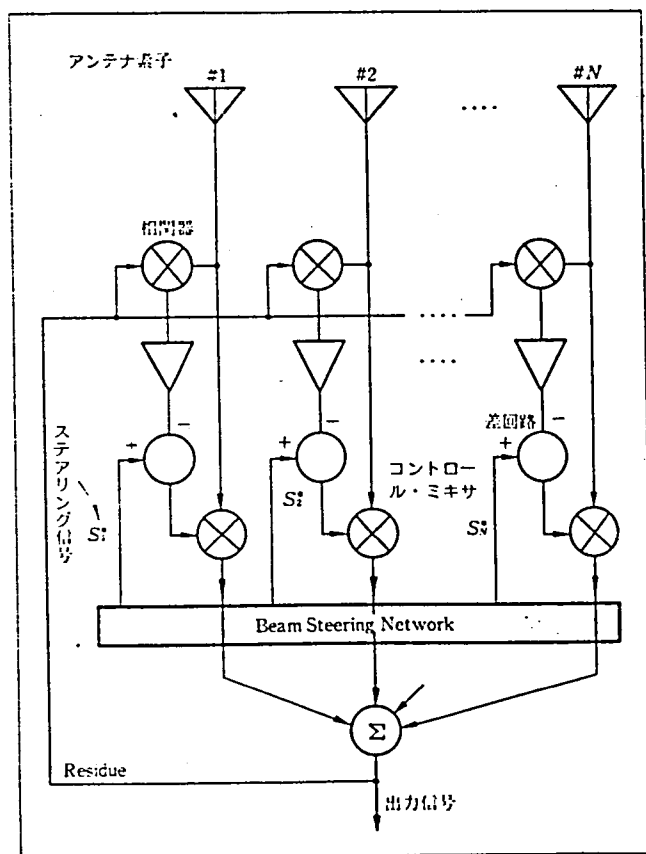


図 1-6 Howells - Applebaum loop



とにある。従って、所望信号と雑音とを区別する基準が必要となる。一般に所望信号に関して、その周波数や変調方式、入射方向等ある程度の情報が必要となる。自己学習によるウェイトの制御で所望信号の条件に合致しない入力を妨害波又は雑音とみなして抑圧するから、不要入力に関する情報は必要である。妨害波に対する予備知識はあまり得られないが普通である。不要の妨害入力を自動除去するための所望信号に関する情報つまり所望信号と妨害波及び雑音を分離し、妨害波を抑圧し、出力の高いSN比を達成するための評価規準には様々な提案されている。代表的なアルゴリズムとしては、1) MSN (Maximum Signal to Noise Ratio), 2) LMSE (Least Mean Square Error), 3) MLR (Maximum Likelihood Ratio) 4) CMP (Constrained Minimum Power) がある。MSNは<sup>(8)</sup>1960年代に Howells によって考案されたサイドローブキャンセラーに端を発している。Applebaum<sup>(17)</sup>は出力のSN比を評価規準としてその最大化を行なうフィードバックループ (Howells - Applebaum loop 図1-6) を考案し MSN アルゴリズムの制御理論を確立した。このアルゴリズムは所望信号を含まない妨害波及び雑音のみの入力又は入力相関行列を必要とするが MSN アルゴリズムが主に応用されるレーダーの分野では、

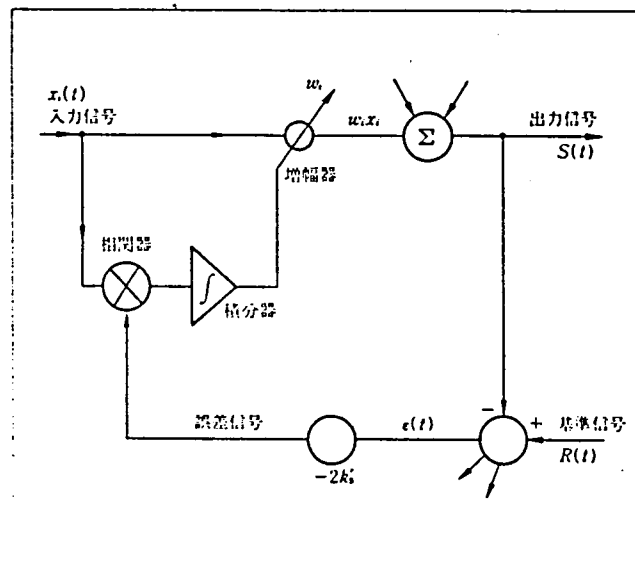


図1-7 最小自乗誤差アルゴリズム(LMSE)  
による フィードバック・ループ。

レーダーパルスも放射しないで、外来の Jamming のみを受信して最適化を行なう方法で、レーダーパルスが小さいデューティファクタであるために、電力的に強い Jamming にくらべて無視できるという近似によって実際には生の受信信号を用いた最適化が行なわれる。Brennan と Reed<sup>(18)</sup> はこの MSN アルゴリズムをアダプティブレーダーという形でさらに発展させた。彼らは Howells-Applebaum ループの制御特性を論じ、フィードバックループの収束後の不安定性の原因となるコントロールループノイズの概念を導入した。<sup>(19)</sup> これによって不安定性は入力信号電力とフィードバック利得に比例することが示された。さらに、この不安定性とフィードバックループの収束速度を改善するためにエンベロープリミッティングを提案し、その有効性を実証した。<sup>(20)</sup>

LMSE アルゴリズムは 1960 年代に Widrow によって報告されたアダプティブフィルター（サンプルデータを用い自己学習によって最適化を行なうプロセッサ）から発展した。<sup>(10)</sup> Widrow らはその概念をアダプティブアレイに応用し、最小自乗誤差アルゴリズム (LMSE) を確立した。このシステムを図 1-7 に示す。これは、規準信号とシステム出力との差 (error) の自乗を評価規準として最小化を行なうように、最急降下法に基づきサンプル値制御又はアナログフィードバックによってウェイトの値を最適値に近づけるように

働く。この規準信号は前述のアダプティブビームフォーミングのセルフコヒーリングにおける reference 信号と同じ働きをする。

従って LMSE 方式はアダプティブフーリングと同時にアダプティブビームフォーミングを行ない、そのために素子配列に制約を受けないという長所がある反面、この規準信号としては厳密には希望信号そのものを必要とする矛盾がある。実際には通信用には送信側でパイロット信号 (CW) を混ぜて送信したり、AM 変調波に対しては CW で代用していることが行なわれている。AM 変調波に対して CW を用いると、その変調度に応じてビーム形成の利得が劣化する<sup>(21)</sup>ことが報告されている。その他の変調方式 (たとえば FM) に対しては<sup>(22)</sup>応用できない。Griffith<sup>(22)</sup>はこの規準信号に対する制約から実際のシステムでは最適ウェイトが求まらない欠点を解消するために各チャネルで受信する希望信号と規準信号の相関を推定し、これを P ベクトルとしてアルゴリズムに導入した。この P ベクトルの推定には希望信号の入射方向とスペクトルの情報が必要である。

また素子配置に関する情報も必要となり、もはやアダプティブビームフォーミングの能力は失われてしまったが、実際のシステムに適用可能となった。この P ベクトルは LMSE から発達したが、先の MSN の Howells - Applebaum ループのステアリングベクトルとみることが出来る。この P ベクトル LMSE は MSN と極めて

良く似たシステムとなった。

MLR は地震計のデータ処理から発達した。Capon<sup>[23]</sup> は直径 200 km に広がる地震計アレイのデータ処理に時間及び周波数領域において likelihood ratio を評価規準としてその最大化を行なう処理法を提案した。この方法は地震計のデータをオフライン処理するものである。Lacoss<sup>[14]</sup> は最大 likelihood を最小分散推定に基づいて求める方法を提案した。このアルゴリズムは最急降下法に従って二次関数の写影傾斜方向へ動き、線形拘束条件の基で、システムの出方電力を最小化するように働く。地震波の広帯域な成分を取り出すために良い周波数特性が要求され、そのために各チャネルごとに所望信号成分をそろえる空間補正フィルターをアダプティブ処理の前段に必要とする。また入力強度に依存しないフィードバックを達成するために Clipped gradient method を提案した。この方法は MSN におけるエンベロープリミッティングと良く似た方法である。これらの方法により MLR のリアルタイム処理が可能である。この MLR の制御アルゴリズムは後に述べる拘束付最小化法に基づくアルゴリズムに非常に良く似ている。

Griffith<sup>[24]</sup> はリアルタイム処理を目的として LMSE, MLR, MSN を比較した。空間補正フィルターを用いたシステムにおいて、

LMSE は MLR に比べて出力の良い SN 比を達成するが、  
入力 SN 比が大きくなるにつれて この 2 つの 最適ウェイトは 一致する  
ようになる。 彼は 4 素子波長間隔直線状アレイに 5 スタッフのトランス  
バーサルフィルターを付けた システムにおいて 数値計算を行なった。  
入力 は 1 所望信号と 2 妨害波, 内部雑音である。 この結果。  
MSN による処理が最も高い SN 比を達成するが、所望信号に  
関しては MLR が平坦な周波数特性を持ち、歪みなく抽出する  
ことができる反面、MSN は所望信号の中心周波数において  
周波数特性のヌルを作るといふ欠点があり、出力歪みが問題となる  
ことがわかった。 これは MSN が妨害入力も含めた雑音の  
入力相関行列に対して 最適ウェイトを求めるという前提に対して、  
最適化動作の時に 所望信号が入力されたためである。

このような理由によって 所望信号の抽出という立場から 所望信号に  
対する拘束という手法が フロースアップされるようになった。

Booker と Ong<sup>(25)</sup> は アダプティブフィルターに拘束を導入し、地震計の  
データ処理に応用した。 この中で 種々の拘束条件の付け方を論じて  
おり、所望信号の推定における入射方向に関する情報を用いた  
方向拘束条件について示唆している。 Applebaum<sup>(26)</sup> らは MSN の  
欠点である 最適化過程における 所望信号の混入 (具体的には  
レーダーパルスのリターン) による性能の劣化を防止するために

MSN法においてもメインビームの拘束条件を導入した。

Frost<sup>(27)</sup> は LMSE アルゴリズムに fidelity constraint<sup>(28)</sup> を付けたアルゴリズムを提案し、その理論と応用について論じた。fidelity constraint とは 方向補正フィルターによって broadside に向けられた 主ビームに入射する所望信号は それぞれの素子に付けられた トランバーサルフィルターによって 同一とみなす。このフィルターの帯域通過特性を推定される所望信号の入カスペクトルに合わせて拘束するものであり、一般には平坦な周波数特性を設定する。彼はまた拘束条件付アルゴリズムを実行するデジタルプロセッサにおける量子化誤差に起因する拘束条件からの離脱現象を防止するためのアルゴリズムを考案し、計算機シミュレーションによってその有効性を示した。さらに彼は線形拘束条件による出力電力最小化法を提案し、CMP を確立した。<sup>(29)</sup> このように各種のアルゴリズムに基づいて自動的にヌルを作って妨害波除去を行なうアダプティブアレイは多くの研究者によって発達して来た。いずれの方式も評価関数がアレイウエイトに関して正値定符号二次形式であることからリアルタイム処理のアルゴリズムは主に最急降下法によるフィードバック制御が採用されている。その後、さらに他の方法が検討され、Reed<sup>(30)</sup> らは MSN アルゴリズムによるレーダーの最適化に対して入力の瞬時値を

サンプリングとその積行列を蓄積することにより入力相関行列を推定し、数値計算によって最適ウェイトを求める方法を提案した。  
この方式は入力相関行列の推定精度に依存するが、逐次近似法のように同じ演算の繰り返しによる漸進法と異なり最適ウェイトを直接求めるために速い最適化が達成される。この演算時間は逆行列演算を含むため素子数の3乗に比例して増加することになる。  
Krauss<sup>(31)</sup>はこの行列演算法をLMS方式のアダプティブフィルタに適用した。Buhning<sup>(32)</sup>は入力相関行列の固有ベクトル・固有値に着目し、有意な固有値に対し、漸進的な方法により直接逆行列を求める方法を考案し、従来の最急降下法に比較して速い収束を示した。

Widrow<sup>(33)</sup>は線形ランダムサーチ法を提案し、LMSEアルゴリズムの最急降下法と比較した。一般には最急降下法が収束も速く良い結果を示すが、入力相関行列の固有値の大小により収束速度の遅い場合にランダムサーチの有効性を示唆した。

アダプティブアレイ研究の初期にはそのアルゴリズム開発や解析に留まったが70年代にはさらに深く研究が行なわれ、1976年にはIEEEのtransactionにアダプティブアレイのspecial issue<sup>(34)</sup>が発行されるに至った。Chapman<sup>(35)</sup>は大規模アレイに適用するためにサブアレイに分割し、アダプティブフィードバックループの数を



減少させる方法, バトラーマトリクス<sup>[36]</sup>のような前処理装置の  
付加による部分的なアダプテーション, 平面アレイの行と列の  
サブアレイによるアダプティブプロセッサ等を提案し. その動作を計算機  
シミュレーションによって示した. Morgan<sup>[37]</sup>は多素子アレイを  
間引いてフィードバックループを付加するシステムを MSN アルゴリズムに  
応用した.

White<sup>[38]</sup>は Davies<sup>[39]</sup>による決定論的にパターンヌルを合成する  
RF回路と, Nolen<sup>[40]</sup>により考案されたマルチビームアンテナシステムにアダプティブ  
プロセッサを応用し. そのハードウェア誤差によるシステム性能の劣化を  
防止する方法を提案した.

アダプティブアレイの実用に際して その収束速度が問題となり  
始め, Kwok<sup>[41]</sup>らによって, 最急降下法における収束速度を左右する  
入力相関行列の固有値の解析が, スッの妨害波が存在する場合に  
ついて行なわれ, その入射角が接近するほど大きなかけ離れた  
固有値が生じることが確かめられた.

一般に, アダプティブアレイのウェイトは振幅位相を制御する複素  
ウェイトであるが, Baird<sup>[42]</sup>らは LMSE 方式でデジタル的に制御  
された移相器のみによるアダプティブアレイを提案し. メインビームに  
対称の位置にあるサイドローブは増大するが, 妨害波に対しては  
ヌルを作る能力のあることも確かめた.

LMSE アルゴリズム は 前述のように reference 信号を必要とするが Compton は、最近無線通信に有望とみられている 帯域拡散通信方式<sup>(43)</sup> に LMSE を 応用した。<sup>(44)</sup> 帯域拡散方式は送信側においては PNコードによって 送出信号を 変調して 帯域を広げ、受信側では 同じ PNコードによって 復調すれば 情報が取り出せるという原理に基づいており、使用している PNコードを 知らなければ 受信できない 秘密性 と、他からの 電波が 混入した場合でも PNコードによる 復調過程で ある程度 抑圧され、そのため SN比 の劣化が 少ないという 特徴を 有する。彼は その復調出力を 参照信号 として 用いた LMSE アダプティブアレイを 提案し、妨害波入力から PNコードによる 復調同期回路を 守る 性能を 示した。

Cantoni<sup>(45)</sup> は 最急降下法 における フィードバック に 用いられる、入出力の 相関ループのかゝりに 出力電力の モニターのみによって 最急降下方向を 求める方法を 考案した。これは ウェイトの 振動による 出力電力の 変化により その 微係数を見い出す方法である。

また、マルチステアリングシステムの アナログと デジタル方式の 優劣が 論じられる<sup>(46)</sup> など 実現化に 大きく近づいた 研究が多くなされた。しかし アダプティブアレイに関する 問題は 未だに 多く残されている。一つは 所望信号と 干渉する 妨害波入力 (たとえば レーダーフラッタや テレビゴーストを生じさせる 多重伝搬波) に対する アダプティブアレイの

動作である。従来のアダプティブアレイの対象は 所望信号と干渉しない  
 妨害波のみであった。レーダー等のクラッタに関する相関係数の  
 推定は Szaiznowski<sup>(47)</sup> によって論じられている。また マルケパスによる  
 入力波に関するアダプティブアレイが、Hansen<sup>(48)</sup>, McGuffin<sup>(49)</sup>  
 らによって LMSE アダプティブアレイにおいて、Derryberg<sup>(50)</sup> によって  
 MLR において論じられている。しかし、いずれも マルケパスによる  
 信号波は 遅延時間が充分大きいとして 直線波とは相関が  
 なくなったものとして扱っており、干渉性の妨害波に対する動作解析や  
 対策は 発表されていない。

また、アンテナアレイの 広帯域妨害波に対する除去能力は  
 決定論的パターン合成<sup>(51)</sup> や マルステアリング<sup>(52)(53)</sup> に関しては発表されている。  
 Rodgers と Compton<sup>(54)</sup> は 広帯域 40% までの入力に関して  
 トランスバーサルフィルターとハイブリッドタイプのプロセッサについて  
 LMSE アルゴリズムが達成する最適ウエイトが示す広帯域妨害波  
 除去能力を比較し、トランスバーサルフィルターの広帯域に対する  
 優秀性を示した。アダプティブアレイのフィードバック制御の収束  
 特性は 相関行列の固有値に依存するが、広帯域妨害波が  
 入射する場合には、空間的に波源が広がった場合と同様に  
 大小の値の異なった固有値を複数個もち、<sup>(55)</sup> その中の小さい  
 固有値が収束の時定数を大きくするために最適値に達する

までに 長時間を要するという欠点がある。

最急降下法によるフィードバック制御には、上述のような最適状態への収束の問題と共に、収束後の安定性が問題となる。

Brennan<sup>(19)</sup> らは 不安定性を引き起こす原因をフィードバックループにおけるコントロールループノイズと定義し、さらに MSN アルゴリズムにおいて 不要信号成分の消し残り電力は フィードバック利得と入力相関行列のトレースの積に比例することを示した。Widrow<sup>(56)</sup> らは アダプティブフィルタにおける LMS アルゴリズムでの評価量である出力と基準信号差の二乗の収束後の期待値を ミスアジャストメントと定義し、この量が ステップサイズと入力相関行列のトレースの積に比例することを示した。Berni<sup>(57)</sup> は 収束後の定常状態におけるウエイトのジッタが 入力信号とウエイトとの統計的依存度に密接に関連していることを導いた。このように アダプティブアレイの定常状態における不安定性は フィードバックループの利得に依存するため、速い収束のために高い利得を与えると最適化の達成度が劣化する欠点がある。

このように 種々の改良の余地を残してはいるが、アダプティブアレイのハードウェアでの試作、実験も行なわれるようになった。1970 年には初めて Riegler と Compton<sup>(58)</sup> によって作られた素子の LMS アルゴリズムに基づくアダプティブアレイの実験結果が報告された。

このシステムは 2.1 GHz において 4 波長のモノポールアンテナ素子を

用い、プロセッサは 65MHz の中間周波数で動作するアナログフィードバックループを備えている。LMSE の規準信号は 所望信号そのものを分配して用いられた。所望信号と 妨害信号には それぞれ CW、AM 変調波 が用いられた。妨害信号抑圧能力が確かめられた。

その後 多くの研究者によって実際にハードウェアシステムが試作された。1976 年の AP アダプティブアレイ 特集号<sup>[34]</sup>に 報告された。Compton<sup>[39]</sup>は、先の 2 素子アダプティブアレイを 発展させた 4 素子 300 MHz 帯アダプティブアレイ (中間周波数 70MHz にて動作する アダプティブセッサをもつ) を報告した。

Compton<sup>[60]</sup>らは Ohio state Univ. における アダプティブアレイの研究成果を TDMA (Time Division Multiple Access), Satellite Communication System, Single Channel Communication System, Adaptive Array for a Remote Sensor Communication System の 3 システムについてまとめている。Griffith<sup>[61]</sup>は HF backscatter radar の データ処理に 周波数を オーディオ帯に変換し、すべて デジタル処理における データ処理を オフラインで行ない、時間軸での アダプティブ処理を行ない SN 比を 10~15dB 上げることに 成功した。

Washburn<sup>[62]</sup>らは OTH (Over-The-Horizon) backscatter radar の 信号を オーディオ帯に変換し、全デジタル処理における Pベクトルアルゴリズム<sup>[22]</sup>の アダプティブアレイを オンラインで 働かせ SN 比を 上げることに 成功した。また、MTI (Moving Target Indicator) を 前処理に 用い、

アダプティブプロセッサの能力を改善する方法が試みられている。

全デジタル処理は信号を量子化した後は全て数値演算のみとなり、実際に信号の流れる回路は不必要であるという利点がある。

Rassweiler<sup>(63)</sup>らはフロント基板上に C-band 用にモジュール化したアダプティブプロセッサ (PIN ダイオードによるウェイトとコリレータ) を作り、

LMSE アルゴリズムによるアダプティブ処理において 20~30dB のスルビを自動的に作ることを確めた。Kretschmer<sup>(64)</sup>らは Howells-Applebaum の

フィードバックループ等の出力をモニターするクロスドループに対して入力信号のみの情報により動作するオープンループでデジタル処理を行なうサイドロープキャンセラーを論じ従来のクロスドループシステムより安定であることを示した。

このようにアダプティブアレイの実際のシステムはアナログプロセッサとデジタル処理という大きく2つの流れに分類することができる。

デジタル信号処理によるアダプティブアレイは柔軟性に富み、多様な可能性を含んでいるが、現在ではその処理速度に難点があり、

改善の余地を残す。アナログプロセッサは処理速度においては充分であるが、製作精度が要求されるという難点があり Compton<sup>(65)</sup>により

相関器のオフセットによるフィードバックループの劣化について、さらに

Dicarlo<sup>(66)</sup>により LMSE 方式の Reference 信号の移相による出力信号の歪みについて述べられるなど問題点を残している。

先に述べたように アダプティブアレイの 各種の アルゴリズムにも その動作を改善する 目的で 拘束条件が 取り入れられている。このことからわかるように、拘束式の アダプティブアレイ は 多様な環境においても 応用範囲が 広く 柔軟性に 富んでいる。具体的に言えば、① LMSE 方式が 必要とするような 参照信号が 不要である。② MSN 方式と 違い 所望信号が 存在する 環境においても 動作可能である。③ 所望信号に 関して 必要な 情報は その 方向のみである。最初に Frost<sup>(29)</sup> において 提案された 拘束式 アダプティブアレイ は 方向補正フィルタを 前段に 付加した 装置による fidelity constraint (周波数領域) であった。鷹尾・藤田らは この 方向補正フィルタの 冗長性に 着目し、拘束条件に 方向性を 含み、前置する フィルタを 省略した 方向拘束アダプティブアレイを 提案した。<sup>(67)</sup> システムの 特性は ソフトウェア制御される ウェイトによって すべて決定されるために アダプティブアレイは より柔軟性に 富んだ システムに なった。これによって 従来適用対象から はずれていた 入力にも 改良を加えることにより 適用可能性が 増した。

本論文は 京都大学電気工学第二教室 木村研究室の 鷹尾・藤田らによって 提案され、その後 筆者らによって 開発された 方向拘束付アダプティブアレイ<sup>(68)~(90)</sup> に関して 改良システムと 応用、さらに ハードウェアによる システム試作、実験について 論じる。

## 2節 本研究の内容

本論文は アダプティブアレイの 各問題点に対する 改良システム. また 応用という形式 もとっているため 各章が ほぼ独立して書かれている.

第2章では 研究の基礎 になった 方向拘束式 アダプティブアレイの 原理を述べ 動作解析の方法としての 複素関数表示により 最適動作を論じている.

第3章では 広帯域妨害波に対する 過渡応答が遅いことを問題点として 取り上げ その対策として 複合フィードバックシステムを提案し. その動作解析を示している. これに関しては すでに〔68〕〔69〕に 発表済みである.

第4章では フィードバック制御の 定常時における ウェイトの最適点の 周りの変動による 出力の信号対 雑音 (妨害波) 比の劣化をとりあげ. その定量的な評価を 理論解析によって示し. さらに この変動を低減する 平滑フィードバックシステムを導入し. その効果を示す. これに関しては すでに〔70〕～〔72〕に 発表済みである.

第5章では 応用として 電波干渉計の データ処理を取り上げ. 方向拘束式 アダプティブアレイの 手法が オフラインでも適用できるという 特徴に基づいて データに合わせた 最適処理による 忠実な 信号再生の方法を 提案している. これについては 既に〔73〕〔74〕に 発表済みである.



第6章ではアダプティブアレイの動作領域をファーストビームフィールドに拡張し、ニアフィールドアダプティブアレイを論じている。この場合は方向拘束式というよりもむしろ「焦点拘束式」とよぶのがふさわしい。さらにニアフィールドにおける像再生としてパッシブホログラフィを取り上げ、ニアフィールドアダプティブアレイを応用した像再生について論じている。これについては〔75〕～〔77〕に発表済みである。

第7章では方向拘束式アダプティブアレイのシステムをハードウェアで具体化するための他のアダプティブアンテナの方式とは異なった問題点を検討し、特にマイクロプロセッサを組み込む方法を考案する。この設計方針に基づきシステムを試作し、またその実験により実システムでのアダプティブアレイを論じている。これについては〔78〕～〔86〕に発表済みである。

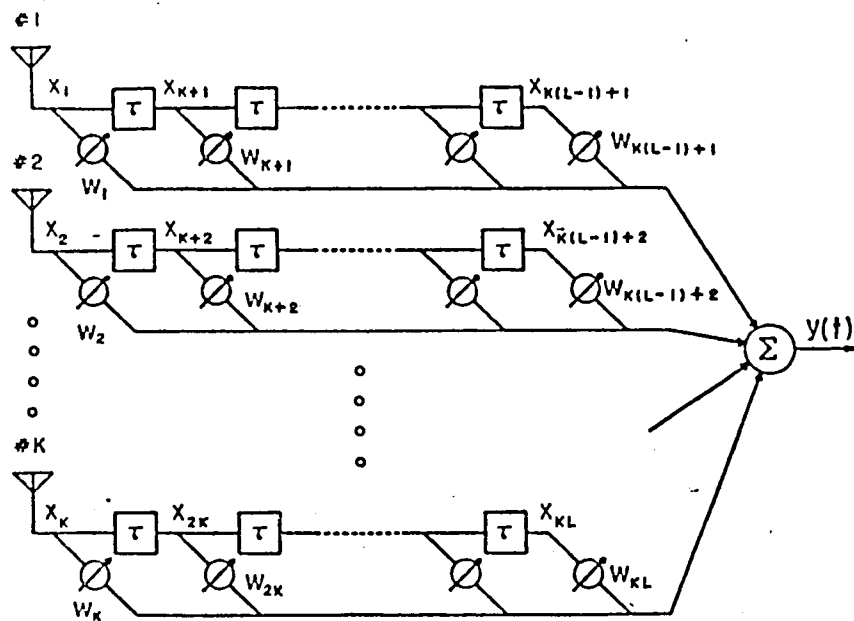
第8章では所望信号と妨害波の無相関性という従来のアダプティブアレイの大前提をくつがえす干渉性妨害波を対象として取り上げ、それに対する従来のアダプティブアレイの動作を解析して所望波までもが除去されるメカニズムを説明する。次にその対策として相関除去法、プリビームフォーミング法を提案し、その動作を論じる。これについては〔87〕～〔90〕に発表済みである。

第7章以外にはすべて計算機シミュレーションによりアダプティブシステムの動作を具体的に示している。この計算機シミュレーションには京都大学大型計算機センターのFACOM 230-75 又は M-190, M-200 を用いている。

## 第2章 アダプティブアレイの原理

### 1 節 序 言

この章では 方向拘束アダプティブアレイに関する数学的表現を導き  
その動作解析を行なう。2節では アレイシステムと 入出力信号に  
関する定義とベクトル表現による記述を行なう。3節では 方向拘束  
条件とその条件下における出力電力最小化法に基づき最適解を  
ラグランジュの未定係数法により求める。4節では アダプティブアレイの  
実システムに用いる最急降下法による漸近的制御方式のアルゴリズムを  
導出する。5節では 特に 狭帯域信号を扱うシステムに解析の  
有効な手段となる複素表現において チャネル毎に各1個の複素入力  
信号、複素ウェイトを用い、3節の最適解、4節の最適制御式を  
複素関数的に導出する。6節では 複素数の実数行列展開を用い、  
最適解の実数表現(3節)と複素表現(5節)が  
対応することを示す。7節では 複素表現を用い、アダプティブアレイが  
達成する最適動作におけるシステム出力の所望信号、外来妨害波  
内部雑音を求め、それにより最終的 SN比を導出する。  
8節では 方向拘束式アダプティブアレイの計算機モデルを決定し、  
方向拘束式アダプティブアレイの特徴をシミュレーションにより例をあげて  
論じる。



x: input, y: output, w: weight,  $\tau$ : time delay

図2-1 トランスバーサルフィルタによるアダプティブアレイ

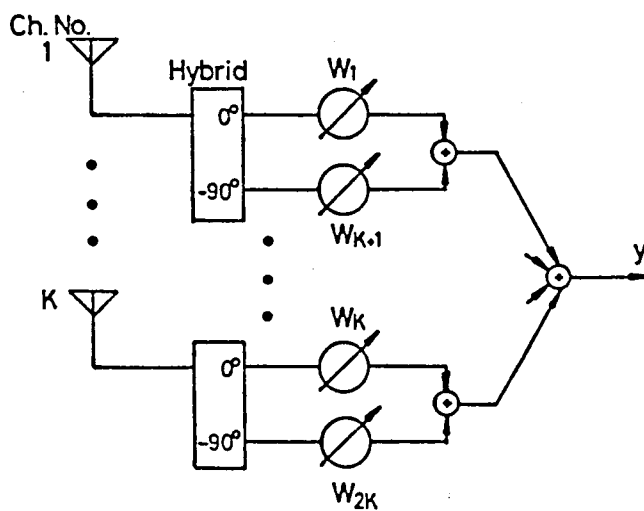


図2-2 90°ハイブリットと可変増幅器によるアダプティブアレイ

## 2 節 アレイシステムと信号

一般的なアダプティブアレイの可変重み付け装置としてトランスバーサルフィルタを付加した構成を 図 2-1 に 90°ハイブリッドと可変増幅器とを組み合わせた構成を 図 2-2 に示す。いずれも受信信号の流れる部分のみを示しており 図中の重み付けパラメータ(ウエイト) $W$ を制御することにより最適化を達成する。図 2-1 の時間遅延要素(以後  $\tau$  と記述する)は ふう設計周波数において  $\frac{1}{2}$  周期の長さをもつ位相に換算すれば  $\frac{\pi}{2}$  であるからその両端に生じる信号は時間的に直交する。トランスバーサルフィルタは、周波数特性を制御できるため 広帯域信号処理に適している。しかし、実システムでは構造が複雑になるため 高周波アダプティブアレイでは 図 2-2 のような 90°ハイブリッドシステムを用いることが多々ある。これは 図 2-1 の時間遅延要素と同じように 直交成分を発生させるので 狭帯域信号に対しては トランスバーサルフィルタで 時間遅延要素が / チャンネル当たり / ケしかない場合と等価であるため 以後記号の定義は 図 2-1 に従う。この図で示すように 各タップ点に生じる信号に番号付けを行ない、これをまとめて列ベクトル形式により次のように表す。

$$X^T = (X_1, X_2, \dots, X_{KL}) \quad (2-1)$$

ここに システムのチャンネル数を  $K$ , フィルタのタップ数を  $L$

と定義する。また  $T$  は転置を表す。一般的に外来の入射波を  $b$  と表わし、入射波の番号として肩文字  $i$  を付けて表わす。  
 $(b^i, i = 1, \dots, I)$   $I$  は入射波数である。

さらに、入射波  $b^i$  による  $k$  番タップに生じる記号と添字を付けて  $b_k^i$ 、そこに生じる内部雑音を  $n_k$  とすれば、入力  $X_k$  は

$$X_k = \sum_{i=1}^I b_k^i + n_k, \quad k = 1, 2, \dots, KL \quad (2-2)$$

と表わさける。  $n_k$  はランダム性の内部雑音である。

$b_k^i, n_k$  をそれぞれ列ベクトル表示して  $b^i, N$  とすれば

入力ベクトル  $X$  は

$$X = \sum_{i=1}^I b^i + N \quad (2-3)$$

となる。ここで後の記述のために  $(KL \times KL)$  の行列  $R_{xx}$  を入力ベクトル  $X$  の相関行列として次のように定義する。

$$R_{xx} = E[X X^T] \quad (2-4)$$

ここには  $E[\cdot]$  は期待値を表わす。また  $R_{xx}$  は対称の  $KL$  次元正方行列である。内部雑音と外来入射波とは無相関であるから  $R_{xx}$  は次のようにそれぞれの成分に分けて表現することが出来る。

$$R_{xx} = \sum_{i=1}^I \sum_{i'=1}^I R_{ii'} + R_{NN} \quad (2-5)$$

$R_{ii'}$  は  $i$  と  $i'$  番目の入射波の作る相関行列であり

その  $(k, k')$  要素は  $b_k^i$  と  $b_{k'}^{i'}$  の相関値である。内部雑音はタップ間では無相関と考えらるから  $R_{NN}$  は対角行列となり。

その対称要素は内部雑音電力  $P_n$  である。従来アダプティブアレイの対象となる入射波について、異なる波源については無相関であるという前提を置く。従って  $R_{ii'}$  は  $i$  と  $i'$  が等しい場合にはのみ有意となるため  $R_{xx}$  は

$$R_{xx} = \sum_{i=1}^I R_{ii} + R_{NN} \quad (2-6)$$

特に入射波  $b^i$  の中で、所望信号と卓越した外來の妨害波の2波源を定義する。

$$b^1 = S = (s_1, \dots, s_{KL}) \quad (2-7)$$

$$b^2 = B = (b_1, b_2, \dots, b_{KL}) \quad (2-8)$$

このような電磁環境を今後の主な議論の対象とする。

従って、入力ベクトル  $X$ 、相関行列  $R_{xx}$  はそれぞれ次のように表わされる。

$$X = S + B + IN \quad (2-9)$$

$$R_{xx} = R_{SS} + R_{BB} + R_{NN} \quad (2-10)$$

次に図2-1中の各タップ奥の信号に付け加える重み付け要素(ウエイト)を(2-1)と同様に列ベクトル表示する。

$$W^T = (w_1, \dots, w_{KL}) \quad (2-11)$$

このようなウエイトは実際には可変利得増幅器や可変減衰器において実現される。以上のようにベクトル表現を用いると、

システム出力  $y$  はベクトル内積を用いて表わされ、即ち

$$Y = X^T W = W^T X \quad (2-12)$$

である。また、その出力電力の期待値  $P_{out}$  は  $Y$  の 2乗の期待値であるから先に定義した  $R_{xx}$  を用いると次のように表わされる。

$$P_{out} = W^T R_{xx} W \quad (2-13)$$

### 3節 拘束付最小化法に基づく最適制御

入射角  $\theta$  で入射する周波数  $\omega$  の CW 入力に対する

アレイシステム (図 2-1) の出力  $Y$  は次のように表現される。

$$Y = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L W_{k+(l-1)K} \cdot A \cos(\omega t + \varphi_{kl}(\theta)) \quad (2-14)$$

ここに  $\varphi_{kl}$  は  $k$  番チャネルの  $l$  番タップにおける入力位相であり、

各チャネルの入力位相  $\varphi_{k1}$  を用いて

$$\varphi_{kl} = \varphi_{k1} - \frac{\pi}{2} (l-1) \quad (2-15)$$

である。また直線状 ( $r=r$ ) アレイの場合には

$$\varphi_{kl} = \frac{2\pi d_k}{\lambda} \sin \theta - \frac{\pi}{2} (l-1) \quad (2-16)$$

である。ここに、 $d_k$  は位相中心から各アンテナ素子までの

符号付距離、 $\lambda$  は波長である。また  $\frac{\pi}{2}$  は  $T$  による移相量である。

入力が単位強度 ( $A=1$ ) であるとすると、(2-14) はシステムの

伝達関数と表われ、入射角  $\theta$ 、および周波数  $\omega$  の関数である。

他の量を固定すると、それらの依存関係が放射パターン、

および周波数特性を表わすことになる。

ここで導入する方向拘束条件とは 所望信号の予想入射角  $\theta_c$  , 中心(搬送波)周波数  $\omega_c$  における単位応答伝達関数と。

ある一定値に拘束する条件式である。つまり。

$$Y = A_{cc} \cos(\omega_c t + \varphi_{cc}) \quad (2-17)$$

のように 振幅を  $A_{cc}$  , 位相を  $\varphi_{cc}$  に拘束する。

(2-14) と (2-17) が常に等しい条件は  $t$  に関する恒等式となる。 cosine の引数を展開し。  $\cos \omega t$  と  $\sin \omega t$  の係数比較により拘束条件は 次の2式となる。

$$\sum_{k=1}^K \sum_{\ell=1}^L W_{k+(L-1)K} \cdot \cos \varphi_{k\ell}(\theta_c) = A_c \cos \varphi_c \quad (2-18)$$

$$\sum_{k=1}^K \sum_{\ell=1}^L W_{k+(L-1)K} \cdot \sin \varphi_{k\ell}(\theta_c) = A_c \sin \varphi_c \quad (2-19)$$

ここで 次のような  $(KL \times 2)$  行列  $\mathbb{C}$  と ベクトル  $\mathbb{H}$  を定義する。

$$\mathbb{C} = \begin{pmatrix} \cos \varphi_{11}(\theta_c) & -\sin \varphi_{11}(\theta_c) \\ \cos \varphi_{12}(\theta_c) & -\sin \varphi_{12}(\theta_c) \\ \vdots & \vdots \\ \cos \varphi_{1L}(\theta_c) & -\sin \varphi_{1L}(\theta_c) \\ \cos \varphi_{21}(\theta_c) & -\sin \varphi_{21}(\theta_c) \\ \vdots & \vdots \\ \cos \varphi_{KL}(\theta_c) & -\sin \varphi_{KL}(\theta_c) \end{pmatrix} \quad (2-20)$$

$$\mathbb{H} = \begin{pmatrix} A_{cc} \cos \varphi_{cc} \\ -A_{cc} \sin \varphi_{cc} \end{pmatrix} \quad (2-21)$$

この行列表現を用いることにより (2-18) (2-19) がベクトルウェイトに関する拘束条件は 次式のようにまとめ表現できる。



$$\mathcal{C}^T W = IH \quad (Z-22)$$

$KL$  次のウェイトベクトルはそれぞれが独立に値をとるために

$KL$  次の実数空間を形成し、 $(Z-22)$  により、 $(KL \times Z)$  次の

行列である  $\mathcal{C}$  により拘束されたウェイトベクトルは、この空間に含まれる

$(KL - Z)$  次の空間内に拘束されることになる。ここは  $\mathcal{C}$  を

拘束行列、 $IH$  を拘束応答ベクトルと呼ぶ。

複数の  $\theta_c$  又は  $\omega_c$  について拘束を付けるには  $\mathcal{C}$  の列、 $IH$  の行の

次元を  $Z$  ずつ拡張することによって可能である。

ハイブリットタイプ 又は タップ数  $L=2$  の トランスバーサルフィルタタイプの

プロセッサの場合には、 $2Z$  タップの信号を表す  $(Z-20)$  の  $(ZK \times Z)$

行列の下半分が

$$\cos \psi_{k2}(\theta_c) = \sin \psi_{k1}(\theta_c) \quad (Z-23)$$

$$-\sin \psi_{k2}(\theta_c) = \cos \psi_{k1}(\theta_c) \quad (Z-24)$$

$$k = 1, 2, \dots, K$$

となるから 拘束行列  $\mathcal{C}$  は

$$\mathcal{C} = \begin{pmatrix} \cos \psi_{11}(\theta_c) & -\sin \psi_{11}(\theta_c) \\ \vdots & \vdots \\ \cos \psi_{K1}(\theta_c) & -\sin \psi_{K1}(\theta_c) \\ \sin \psi_{11}(\theta_c) & \cos \psi_{11}(\theta_c) \\ \vdots & \vdots \\ \sin \psi_{K1}(\theta_c) & \cos \psi_{K1}(\theta_c) \end{pmatrix} \quad (Z-25)$$

のように アンテナ素子の入力位相  $\psi_{k1}(\theta_c)$  ( $k=1, \dots, K$ ) を用いて

表現される  $(ZK \times Z)$  行列になる。

このような拘束条件のもとで、アレイシステムの出力電力を最小化することにより、内部雑音を含めて妨害となる信号成分出力が取り除かれ、

拘束条件によって、保証された所望信号成分のみが出力される。

このように最適化を行ない高SN比を得るのび方向拘束式出力電力最小化法の原理である。

出力電力の期待値は

$$P_{out} = E\{y^2\} = \mathbf{W}^T \mathbf{R}_{xx} \mathbf{W} \quad (2-26)$$

であり、 $\mathbf{R}_{xx}$  は (2-4) に示すように  $(KL \times KL)$  次対称正定行列で

あるから、(2-26) は 非負値定符号二次形式である。すなわち内部雑音と考慮すると、正值定符号二次形式となる。これは、物理的には、

電力は必ず正值であるという事実に対応する。このより (2-26) は最小値を唯一つ有し、幾何的に言えば、上に開いた多次元放物面の極小点に対応する。この極小点を実現する最適値は、拘束付最小化問題としてラグランジュの未定係数法を用いて解くことができる。

以下の解法は Frost<sup>(27)</sup> に従う。

ここで  $2$  次のラグランジュ未定係数ベクトル  $\mathbf{\Lambda}$  を導入し、評価関数  $A(\mathbf{W})$  を定義する。

$$A(\mathbf{W}) = \frac{P_{out}}{2} + \mathbf{\Lambda}^T (\mathbf{C}^T \mathbf{W} - \mathbf{I} \mathbf{H}) \quad (2-27)$$

$P_{out}$  に付く  $\frac{1}{2}$  という係数は結果を簡略化するために導入した。

そこで、

$$\mathbf{e}_k = \begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ 1 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix}_k \quad (2-28)$$

のように、 $k$  番目要素のみが 1 であり、それ以外は 0 であるような

列ベクトルを定義すれば、評価関数  $A(\mathbf{W})$  の  $\mathbf{W}_k$  についての偏導関数は

$$\frac{\partial A}{\partial \mathbf{W}_k} = \frac{1}{2} (\mathbf{e}_k^T \mathbf{R}_{xx} \mathbf{W} + \mathbf{W}^T \mathbf{R}_{xx} \mathbf{e}_k) + \mathbf{\Lambda}^T \mathbf{C}^T \mathbf{e}_k \quad (2-29)$$

で与えられる。上式の右辺 ( ) の中の 2 つの双二次形式は  $\mathbf{R}_{xx}$  が対称であるから、次のようにまとめることができる。

$$\frac{\partial A}{\partial \mathbf{W}_k} = \mathbf{e}_k^T (\mathbf{R}_{xx} \mathbf{W} + \mathbf{C} \mathbf{\Lambda}) \quad (2-30)$$

各  $\mathbf{W}_k$  ( $k = 1, 2, \dots, KL$ ) についての偏導関数を列ベクトルに

並べ  $\frac{\partial A}{\partial \mathbf{W}}$  と作ると

$$\frac{\partial A}{\partial \mathbf{W}} = \mathbf{R}_{xx} \mathbf{W} + \mathbf{C} \mathbf{\Lambda} \quad (2-31)$$

となって、これが拘束空間内でのウェイトに関する偏導関数ベクトルである。評価関数  $A(\mathbf{W})$  は、正値定符号二次形式と線形拘束条件の和であるから、最小値は唯一あり、偏導関数ベクトルが零ベクトルとなるようなウェイトが最適ウェイト  $\mathbf{W}_{opt}$  を与える。 (2-26) が正値定符号二次形式であることから、 $\mathbf{R}_{xx}$  は正値定符号行列であり、逆行列が存在する。従って、最適ウェイト  $\mathbf{W}_{opt}$  は

$$\mathbf{W}_{opt} = -\mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{C} \mathbf{\Lambda} \quad (2-32)$$

この  $W_{opt}$  が拘束条件 (2-22) を満たすように未定係数を決定する。  
 $W_{opt}$  を (2-22) に代入すると、

$$C^T W_{opt} = -C^T R_{xx}^{-1} C A = IH \quad (2-33)$$

であり  $(KL \times L)$  行列である。  $C$  のうち  $L$  列は互いに独立であるから  
 $C^T R_{xx}^{-1} C$  は階数  $L$  の  $(L \times L)$  行列であり 逆行列が存在する。  
 従って  $A$  は

$$A = -(C^T R_{xx}^{-1} C)^{-1} IH \quad (2-34)$$

となる。このように未定係数が決定され、従って拘束付最小化法に  
 基づく最適ウエイトは次式によって求められる。

$$W_{opt} = R_{xx}^{-1} C (C^T R_{xx}^{-1} C)^{-1} IH \quad (2-35)$$

妨害波入力や 所望信号 及び 内部雑音  $n$  などの電磁環境の情報がある場合には  $R_{xx}$  が決定できるため、(2-35) によって最適ウエイトが決定できる。しかし、一般に アダプティブアレイは未知の電磁環境のもとで最適化を行なう能力を目的としているため、(2-35) を応用する方法は不適当である。 $R_{xx}$  を推定し、最適ウエイトを直接求める方法がいくつか提案されているが、<sup>(30) (32)</sup> 実際のシステムでは ハードウェア誤差等を考慮すると、次節に述べるように フィードバックによって最適値を求める方法は自動的に誤差を補正し最適値に収束するという点で有利である。

## 4 節 最急降下法による最適制御

最急降下法によるフィードバック制御は、すべてアナログ回路によって構成すれば、連続制御系となる。LMSE 方式は回路構成が簡単であるため、実際にはアナログフィードバックで実現された例が報告されている。<sup>(58)</sup> 拘束式アルゴリズムによる制御においてウェイトを拘束空間に投影する操作と、アナログ回路で構成することは困難であるため、デジタルプロセッサによる数値演算を採用する。従ってフィードバックループにデジタルプロセッサを含み、全体としてはサンプリング値制御系となる。最急降下法は評価関数の負の傾斜方向にウェイトを変化させ、最小値に収束させることになる。サンプリング値フィードバック制御によるウェイトの漸化式を示す。

$$W(m+1) = W(m) - \mu \Delta(m) \quad (2-36)$$

$\mu$  はステップサイズでありフィードバック利得に相当する。

$m$  は反復計算数である。 $\Delta(m)$  はフィードバック量であり、

(2-37) に示さけるような評価関数  $A(m)$  のウェイトに関する微分ベクトル (2-38) によって与えられる。

$$A(m) = \frac{1}{2} W(m)^T R_{xx} W(m) + \Lambda^T(m) [C^T W(m) - H] \quad (2-37)$$

$$\Delta(m) = \frac{\partial A}{\partial W} = R_{xx} W(m) + C \Lambda(m) \quad (2-38)$$

期待値的動作解析のため評価関数に  $R_{xx}$  を用いる。

$\Lambda(m)$  は前節と同様ラグランジュ未定係数ベクトルであるが、反復計算数  $m$  ごとにウェイトの拘束条件を満たすように決定される。

アルゴリズム (2-36) は (2-38) より

$$W(m+1) = W(m) - \mu [R_{xx} W(m) + C \Lambda(m)] \quad (2-39)$$

となって このとき  $W(m+1)$  が 拘束条件 を 満たすような  $\Lambda(m)$  は

(2-22) に 代入して

$$C^T W(m+1) = C^T W(m) - \mu C^T [R_{xx} W(m) + C \Lambda(m)] = 0 \quad (2-40)$$

である。  $W(m)$  が 拘束条件 を 満たしている ウェイト である と すれば

$$C^T W(m) = 0 \quad (2-41)$$

が 成り立ち (2-40) は

$$C^T R_{xx} W(m) + C^T C \Lambda(m) = 0 \quad (2-42)$$

ここに  $0$  は 零ベクトル である。 また、  $C$  は 独立な列から成る  $(KL \times Z)$  行列であるから  $C^T C$  は 階数  $Z$  の  $(Z \times Z)$  行列 であり 逆行列 が 存在する。 従って 未定係数 ベクトル  $\Lambda(m)$  は

$$\Lambda(m) = - (C^T C)^{-1} C^T R_{xx} W(m) \quad (2-43)$$

のように 決定され 拘束式 アルゴリズム は 下式 となる。

$$W(m+1) = W(m) - \mu P R_{xx} W(m) \quad (2-44)$$

$$P = I - C (C^T C)^{-1} C^T \quad (2-45)$$

ここに  $I$  は 単位行列 であり、  $P$  は フードバック 量を 拘束空間 に 投影 する 作用 を 持ち、 投影行列 と 呼ぶ。 以上 の ような 方法 は  
 Lacoss<sup>[14]</sup> など により 用いられている。 Frost<sup>[29]</sup> は デジタル プロセッサ の  
 量子化 誤差 などの 蓄積 が (2-44) の 反復 計算 により 増大 する

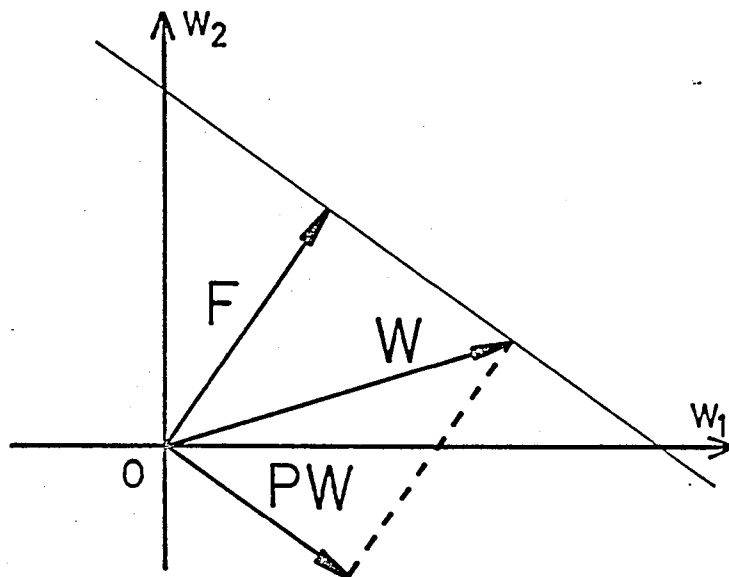


図 2-3 ベクトル  $F$ ,  $PW$ ,  $W$  の関係

現象に着目し、ウエイトが拘束条件から離脱する現象を計算機シミュレーションによって示した。さらに、ウエイトが拘束条件から外れた場合にはそれを引き戻すアルゴリズムを次のように示した。 $W(m)$  が拘束条件から外れている場合には (2-41) (2-42) が成り立たず、(2-40) を逆にして未定係数  $\Lambda(m)$  を求める必要が生じる。この場合  $\Lambda(m)$  は

$$\Lambda(m) = (C^T C)^{-1} \left\{ \frac{1}{n} (C^T W(m) - H) - C^T R_{xx} W(m) \right\} \quad (2-46)$$

であるから (2-39) に代入すると、前のウエイトの拘束条件からの誤差をも補正できるアルゴリズムが次のように得られる。

$$W(m+1) = P[W(m) - \mu R_{xx} W(m)] + F \quad (2-47)$$

ここに

$$F = C(C^T C)^{-1} H \quad (2-48)$$

である。 $P$  は拘束空間への投影行列であり、 $F$  に  $P$  を作用させると (2-45) (2-48) から、零ベクトルになり、 $F$  は拘束空間に直交するベクトルであることがわかる。また、 $F$  を拘束条件 (2-22) の  $W$  に代入すると成り立つことから、拘束空間上に位置するベクトルである。従って、 $P$ ,  $F$ , 及び  $PW$  と  $W$  の関係は簡単に 2次元の場合について 図 2-3 に示すように

$$W = PW + F \quad (2-49)$$

であり、拘束空間上のウエイトベクトル  $W$  は  $P$  という作用素によって直交する成分に分解される。従って、 $W(m)$  が拘束条件を満たして



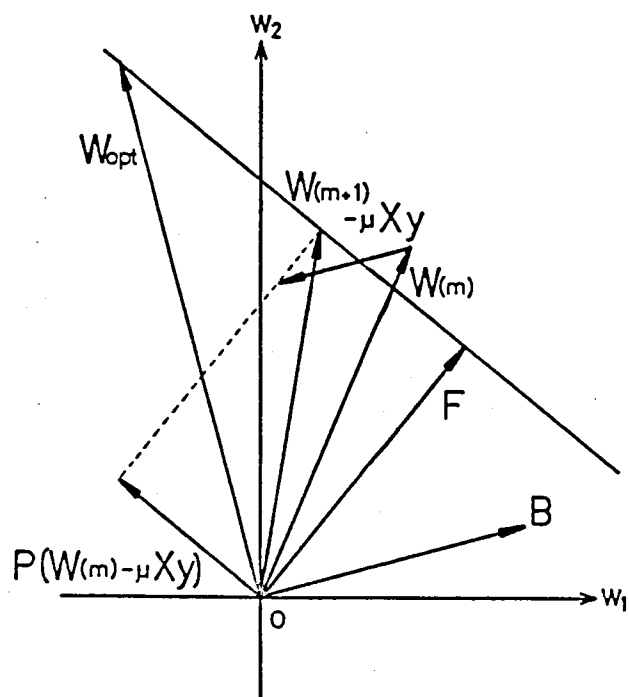


図2-4 拘束式アルゴリズムのウェイト誤差  
補正過程

いる場合には (2-47) は (2-44) に 帰着する。 (2-47) の

期待値  $R_{xx}$  は 前述のように 実際には 得られない量である。

実際のシステムでは 期待値のかわりとして 入力信号の サンプル値  $x(m)$  を 用いた 積行列  $x(m)x(m)^T$  により 近似すると アルゴリズム は 次式の ように 書き換えられる。

$$W(m+1) = P \{ W(m) - \mu x(m) y(m) \} + P \quad (2-50)$$

ここに

$$y(m) = x^T(m) W(m) \quad (2-51)$$

であり。実際には  $x(m)$  と 同時に 出力  $y(m)$  を サンプルして 用いる。

これによって、デジタルプロセッサ内での 演算が 減少することに加えて、

ウェイトの ハードウェア 誤差が 補正され (7章参照)、妨害波抑圧効果が 高いという長所が生じる。一方、瞬時値による 制御上の 誤差が生じ (4章) 制御特性を 劣化させる。 (2-50) の アルゴリズムを 簡単に スケルのベクトル図により 図2-4 に示す。  $W(m)$  の 拘束条件から ずれを 次の ウェイト  $W(m+1)$  では 補正として  $B$  に 直交する  $W_{opt}$  に 近づける様子が 示されている。

サンプル値制御においては 連続制御系の フォードバックループ 利得に 相当する ステップサイズ の 大小により 適応動作が 収束 又は 発散する。

<sup>[29]</sup>  
Frost は、収束の条件として ウェイトベクトルと 最適ウェイトベクトルとの 差である 偏移ベクトルの ノルムが 反復計算によって 零に 収束することとを

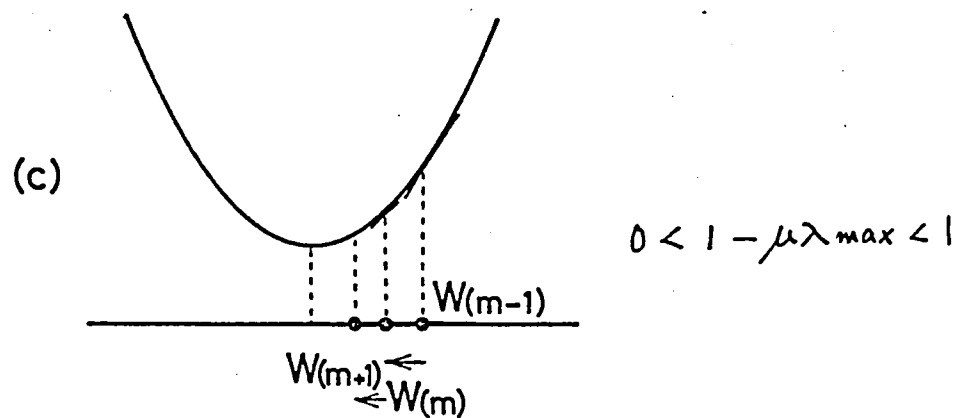
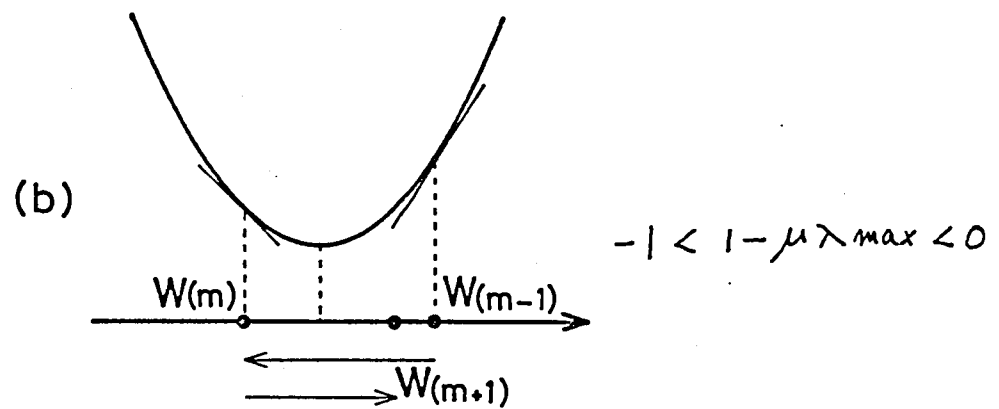
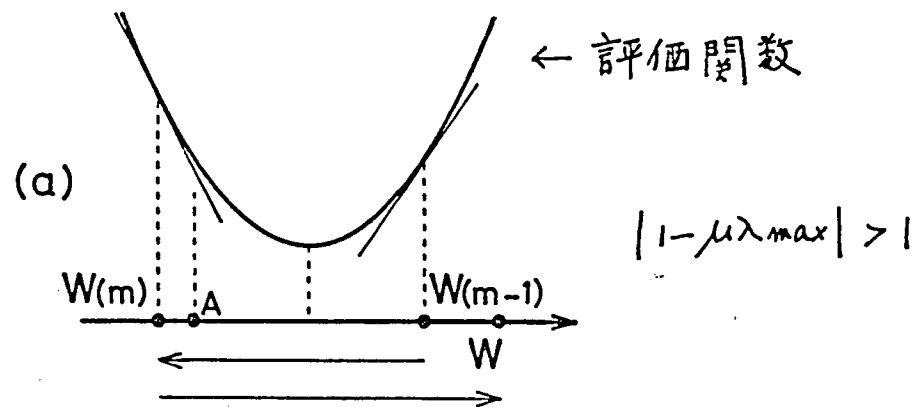


図2-5 ステップサイズ  $\mu$  の大きさによる  
ウェイトの (a) 発散, (b) 振動収束,  
(c) 単調収束 過程

挙げている。すなわち 偏移ウエイト  $W(m)$  を次のように定義する。

$$W(m) = W(m) - W_{opt} \quad (2-52)$$

(2-52) と (2-49) より  $PR \times W_{opt} = 0$  を用いると アルゴリズム (2-47) は 偏移ウエイトの漸化式となる。

$$\begin{aligned} W(m+1) &= [I - \mu PR \times P] W(m) \\ &= [I - \mu PR \times P]^{m+1} W(0) \end{aligned} \quad (2-53)$$

初期値  $W(0)$  を  $PR \times P$  の 零ではない固有値に対応する固有ベクトル  $G$  の線形結合で表わす。

$$W_0 = \sum_{k=1}^{KL-2} a_k G_k \quad (2-54)$$

$G_k$  は固有ベクトル,  $a_k$  は線形結合の係数である。

これを用いると (2-53) は

$$W(m+1) = \sum_{k=1}^{KL-2} a_k (1 - \mu \lambda_k)^{m+1} G_k \quad (2-55)$$

となる。ここに  $\lambda_k$  は  $G_k$  に対応する固有値であり、すべて正である。

$W$  が 零ベクトルに収束する条件は すべての  $\lambda_k$  について  $|1 - \mu \lambda_k| < 1$  であるから、 $\mu$  の条件としては 最大の固有値を  $\lambda_{max}$  とすれば

$$|1 - \mu \lambda_{max}| < 1 \quad (2-56)$$

である。 $(1 - \mu \lambda_{max})$  が 負の場合は 振動収束となるため

動作上 好ましくない。従って ステップサイズ  $\mu$  の 収束条件は 次式で表わされる。

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{max}} \quad (2-57)$$

この収束の様子を、簡単に 一次元で、図 2-5 に示す。放物線は

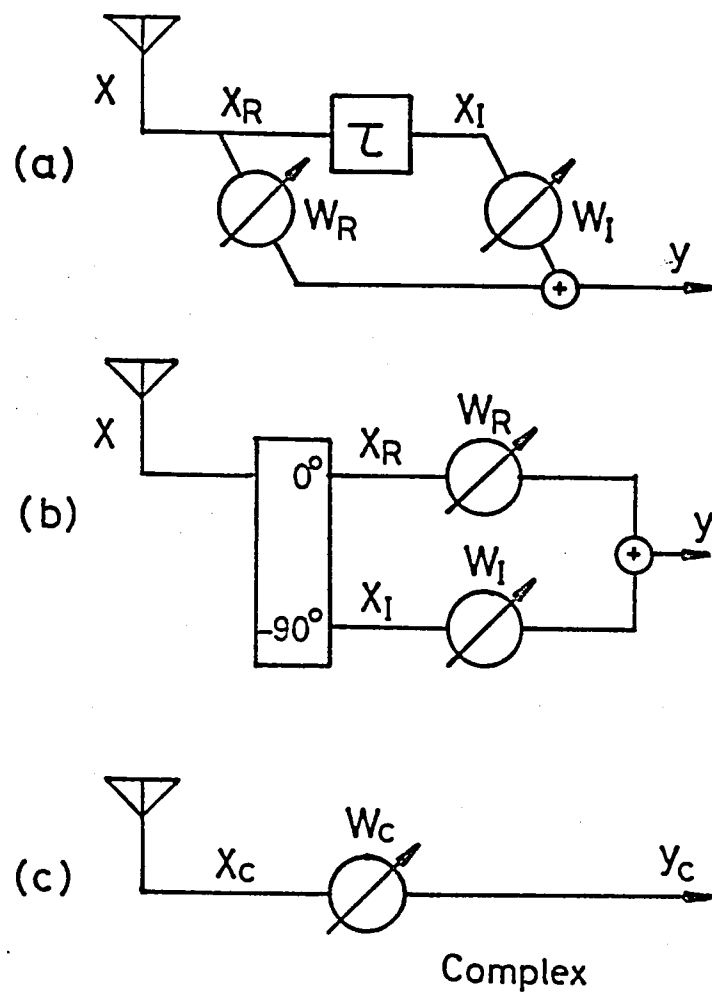


図2-6 実ウエイト (a)(b) と 複素ウエイト (c) との対応

二次形式の評価関数を示す。(a) は (2-56) の収束条件を満たさない場合であり、 $\mu$  が大きいために  $W(m-1)$  の放物線に属する対称点 A を越えて  $W(m)$  に動き、ここでは評価関数は  $W(m-1)$  の場合より大きな逆の勾配をもつから  $W(m+1)$  は逆に進んで  $W(m-1)$  を越える。この反復によってウェイトは発散する。同図 (b) は 振幅収束の場合、また (c) は 単調な収束の場合である。

## 5 節 入力信号とシステムの複素関数的取扱い

一般の無線通信のように実際に用いられる信号が CW 又は 狭帯域信号の場合には、複素信号の取扱いができる。またこのような信号を扱うアンテナシステムも CW に対する応答によって性能を評価できる。本節では 2 節、3 節、4 節に述べた実信号表現と 図 2-6 (a) の スタッフの フィルター又は (b)  $90^\circ$  ハイブリットタイプのシステムについて 複素信号及び 複素ウェイト表現に対応させ、(c) のような 複素ウェイトシステムでの最適ウェイトを求める。

図 2-6 (a) 又は (b) において アンテナに生じる信号  $X$  と 単一の CW の場合を考えて、 $A \cos(\omega t + \varphi)$  とすれば スタッフ ウェイト回路を流れる信号は その共役

$$X_R = A \cos(\omega t + \varphi) \quad (2-58)$$

$$X_I = A \cos(\omega t + \varphi - \frac{\pi}{2}) = A \sin(\omega t + \varphi) \quad (2-59)$$

である。チャネルあたりの出力は

$$y = X_R W_R + X_I W_I$$
$$= A \{ W_R \cos(\omega t + \varphi) + W_I \sin(\omega t + \varphi) \} \quad (2-60)$$

である。これを(c)のような複素信号回路に対応させる。

アンテナ素子当りの入力信号  $X_c$  は (2-58) に対応して

$$X_c = A e^{j\varphi} \quad (2-61)$$

である。実信号  $X$  は (2-61) と  $e^{j\omega t}$  との積の実数部である。

複素ウェイト  $W_c$  は 図 2-6 (a)(b) の 実ウェイト  $W_R, W_I$  を用いて

$$W_c = W_R + jW_I \quad (2-62)$$

のようにならば、この複素ウェイトによる重み付け演算は次のように定義される。

$$y_c = X_c \overline{W_c} \quad (2-63)$$

ここに  $\overline{\phantom{x}}$  は 複素共役を表わす。重み付けされた実信号  $y$  (2-60) は (2-63) と  $e^{j\omega t}$  との積の実数部に対応するため (2-63) は

複素信号に対する複素重み付け演算として採用する。

以後 本節では各チャネルに 一個の複素ウェイトを備えた アダプティブ・アレイシステムを採用し、扱う諸量 ( $X_c, W_c$  等) はすべて複素量として サフィックス  $c$  を付ける。

(2-1) に対して 複素入力信号ベクトルを定義する。

$$X_c^T = (X_1, X_2, \dots, X_K) \quad (2-64)$$

$$x_k = \sum_{i=1}^I A_i e^{j\varphi_{ik}} \quad (2-65)$$

$I$ 個の外來入力波はそれぞれ  $CW$  とみなす。互いに無相関であり、  
ウェイトベクトルも (2-11) に対して

$$W_c = (w_1, w_2, \dots, w_K) \quad (2-66)$$

$$w_k = w_k + jw_{k+K} \quad (2-67)$$

複素ウェイトの虚部はオニタッフのウェイトに対応する。

アレイシステム複素出力信号は (2-13) に対して

$$y_c = X_c^T \overline{W_c} = W_c^* X_c \quad (2-68)$$

である。ここに、 $*$  は 複素共役転置を表わす。 (2-68) の複素共役形は

$$\overline{y_c} = X_c^* W_c \quad (2-69)$$

である。出力電力の期待値は (2-13) に対して

$$P_{out} = \frac{y_c \overline{y_c}}{2} = W_c^* R_{xxc} W_c \quad (2-70)$$

である。ここに

$$R_{xxc} = \frac{X_c X_c^*}{2} \quad (2-71)$$

を定義する。明らかに  $R_{xxc}$  は エルミート 行列である。

(2-22) に 対応した 複素型の 拘束条件は

$$C_c^T \overline{W_c} = H_c \quad (2-72)$$

であり、 $C_c$  は その要素が  $e^{j\varphi_{ck}}$  ( $c=1, 2, \dots, K$ ) である。

$K$  次の 列ベクトル、 $\varphi_{ck}$  は 推定される 所望信号の搬送波周波数での  
各チャネルの入力位相である。 $H_c$  は 複素拘束応答であり、複素数の



スカラーである。(2-72) の複素共役型は

$$\mathcal{C}_c^* W_c = \overline{H_c} \quad (2-73)$$

である。(2-72) に対応して 拘束付最小化 のための 評価関数 を  
次式で与える。

$$A_c(w) = \frac{P_{out}}{2} + \frac{1}{2} \left\{ \lambda_p (\mathcal{C}_c^T W_c - H_c) + \overline{\lambda_p (\mathcal{C}_c^T W_c - H_c)} \right\} \quad (2-74)$$

$\lambda_p$  は ラグランジュの 未定係数 であり 複素スカラーである。

この場合の 拘束条件として (2-72) (2-73) を 用いている。

$A_c(w)$  は やはり 二次形式であり、単一の 極値 を 有するが 共役要素又は  
絶対値 を 含むため コーシー・ローマン の 微分方程式 を 満たさない。

このため (2-74) を  $W_c$  の 複素関数 として 単純に 微分 すること  
ができない。従って 複素ウェイトベクトル を 実部虚部 ベクトル  $W_R, W_I$  に  
分解し、

$$\frac{d}{d W_c} = \frac{d}{d W_R} + j \frac{d}{d W_I} \quad (2-75)$$

という 演算式 を 用いる ことにより、複素ウェイト に 関する 微分 を 求める。(附録A)  
結局、

$$\frac{d A_c(w)}{d W_c} = R_{xx} W_c + \mathcal{C}_c \lambda_p \quad (2-76)$$

となり、 $R_{xx}$  は エルミート 正値正符号行列 であるから 逆行列 が 存在し、  
最適ウェイト は (2-76) を 零ベクトル として 解く ことにより 求められ

$$W_{c,opt} = -R_{xx}^{-1} \mathcal{C}_c \lambda_p \quad (2-77)$$

となり、 $\lambda_p$  は  $W_{c,opt}$  が 拘束条件 (2-72) 又は (2-73) を

満たすことが決定され。結局

$$W_{c,opt} = R_{xx}^{-1} C_c (C_c^* R_{xx}^{-1} C_c)^{-1} \bar{H}_c \quad (2-78)$$

となる。これは 4 節の最急降下法による制御アルゴリズム

(2-45) (2-46) は同様の手順により複素型では

$$W_{c(m+1)} = W_{c(m)} - \mu P_c R_{xxc} W_{c(m)} \quad (2-79)$$

$$P_c = I - \frac{C_c C_c^*}{K} \quad (2-80)$$

となる。Frost による補正アルゴリズム (2-47) (2-48) に対して

複素型では

$$W_{c(m+1)} = P_c \{ W_{c(m)} - \mu R_{xxc} W_{c(m)} \} + F_c \quad (2-81)$$

$$F_c = \frac{C_c}{K} \bar{H}_c \quad (2-82)$$

ここで  $P_c, F_c$  は複素  $K$  次元空間における拘束空間への線形写像作用素

及び拘束空間に直交するベクトルである。特に (2-82) に示す

$F_c$  のウェイトとして作用する場合の共役形は、(2-72) に同じで定義した

$C_c$  の各要素を用いて次のように表わされる。

$$\bar{F}_c = \begin{pmatrix} e^{-j\psi_{c1}} \\ e^{-j\psi_{c2}} \\ \vdots \\ e^{-j\psi_{cK}} \end{pmatrix} \frac{H_c}{K} \quad (2-83)$$

ベクトルの各位相項は拘束方向から入射する信号の位相を与える値を

示す。従って (2-82) の  $F_c$  は拘束方向に主ビームを向ける

等振幅励振ウェイトを表わし、その利得は  $|H_c|$  である。また (2-81)

導出の詳細は 附録 ( B ) に示す。

## 6 節 複素数の実数行列展開表現による実信号と複素信号システムの対応

今、ある複素数  $a_c$  の実数行列表現  $a_g$  を次のように定義する。<sup>(91)</sup>

$$a_g = \begin{pmatrix} a_r & -a_i \\ a_i & a_r \end{pmatrix} \quad (Z-84)$$

ここに  $a_r, a_i$  は複素数  $a_c$  の実部、虚部である。また、複素共役  $\bar{a}_c$  は  $a_g$  の転置行列に対応し、たとえば  $|a_c|^2$  は  $a_g a_g^T$  の行列演算により求めることが出来る。

このような展開表現を用いると、複素ベクトル、複素行列は、行列長に2倍の長さの実数行列によって表現される。複素型のウェイトベクトル  $W_c$ 、入力ベクトル  $X_c$ 、拘束ベクトル  $C_c$ 、拘束応答  $H_c$  に対応する展開表現  $W_g, X_g, C_g, H_g$  は次のようになる。

$$W_c = \begin{pmatrix} W_{r1} + jW_{i1} \\ \vdots \\ W_{rk} + jW_{ik} \end{pmatrix} \quad (Z-85)$$

$$W_g = \begin{pmatrix} W_{r1} & -W_{i1} \\ \vdots & \vdots \\ W_{rk} & -W_{ik} \\ \hline W_{i1} & W_{r1} \\ \vdots & \vdots \\ W_{ik} & W_{rk} \end{pmatrix} \quad (Z-86)$$

$$X_c = \begin{pmatrix} X_{r1} & + & jX_{i1} \\ \vdots & & \vdots \\ X_{rk} & + & jX_{ik} \end{pmatrix} \quad (2-87)$$

$$X_g = \left( \begin{array}{c|c} X_{r1} & -X_{i1} \\ \vdots & \vdots \\ X_{rk} & -X_{ik} \\ \hline X_{i1} & X_{r1} \\ \vdots & \vdots \\ X_{ik} & X_{rk} \end{array} \right) \quad (2-88)$$

$$C_c = \begin{pmatrix} e^{j\psi_1} \\ \vdots \\ e^{j\psi_k} \end{pmatrix} \quad (2-89)$$

$$C_g = \left( \begin{array}{c|c} \cos \psi_1 & -\sin \psi_1 \\ \vdots & \vdots \\ \cos \psi_k & -\sin \psi_k \\ \hline \sin \psi_1 & \cos \psi_1 \\ \vdots & \vdots \\ \sin \psi_k & \cos \psi_k \end{array} \right) \quad (2-90)$$

$$H_c = A_{cc} e^{j\varphi_{cc}} \quad (2-91)$$

$$H_g = \left( \begin{array}{c|c} A_{cc} \cos \varphi_{cc} & -A_{cc} \sin \varphi_{cc} \\ \hline A_{cc} \sin \varphi_{cc} & A_{cc} \cos \varphi_{cc} \end{array} \right) \quad (2-92)$$

展開形式は破線で区切った4象限に分けるとそれぞれが

$\begin{pmatrix} \text{実部} & \vdots & \text{負符号付虚部} \\ \text{虚部} & \vdots & \text{実部} \end{pmatrix}$  を表すK次元ベクトルである。特に  $C_g$  は

(2-25) の  $C_1$  に一致する。これらの展開表現により。 (2-88)

(2-69) の複素信号出力に対応する  $y_g$ ,  $y_g^T$  は

$$y_g = W_g^T X_g \quad (2-93)$$

$$y_g^T = x_g^T W_g \quad (2-94)$$

のように表わされ、 $x_g$  は拘束条件 (2-72)(2-73) に対応して

$$W_g^T C_g = H_g \quad (2-95)$$

$$C_g^T W_g = H_g^T \quad (2-96)$$

が得られる。

ここで実信号出力  $y$  を考えてみると複素表現の定義によつて

$$y = \text{Re} \{ y_c e^{j\omega t} \} \quad (2-97)$$

である。 $e^{j\omega t}$  の展開形を  $e_x$  とすれば

$$e_x = \begin{pmatrix} \cos \omega t & -\sin \omega t \\ \sin \omega t & \cos \omega t \end{pmatrix} \quad (2-98)$$

であり、(2-97) は展開形  $y_g$   $e_x$  行列の (1,1) 要素である。

(2-93) を用いて

$$y_g e_x = W_g^T x_g e_x \quad (2-99)$$

であり、実信号出力  $y$  は (2-98) の (1,1) のみの演算によって次のように求められる。

$$y = (w_{r1}, \dots, w_{rk} \ w_{i1}, \dots, w_{ik}) \begin{pmatrix} x_{r1} & -x_{i1} \\ \vdots & \vdots \\ x_{rk} & -x_{ik} \\ x_{i1} & x_{r1} \\ \vdots & \vdots \\ x_{ik} & x_{rk} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \end{pmatrix} \quad (2-100)$$

(2-100) のウェイトベクトル 及び  $x_g$  と  $e_x$  の左半ベクトルの積はそれぞれ  
 スタックの実信号系におけるウェイトベクトル (2-11), 入力ベクトル (2-1) に  
 一致する。次に拘束条件について (2-72) と (2-96) とを比較すれば

前述のように  $C$  と  $C_g$  は一致し、 $W$  は  $W_g$  の また  $H$  は  $H_g^T$  の左共ベクトルに対応しており、(2-22)の表現は(2-95)の展開表現の半分の演算を行なっていることになるが、展開表現の定義(2-83)からわかるように複素数の実部虚部を表わしている。

出力電力の複素形式表現(2-70)に対応する展開表現は

$$P_{outg} = \frac{y_g y_g^T}{2} = W_g^T R_{xxg} W_g \quad (2-101)$$

ここに

$$R_{xxg} = \frac{x_g x_g^T}{2} \quad (2-102)$$

である。同様に最適複素ウェイト  $W_{optc}$  の展開表現  $W_{optg}$  は

$$W_{optg} = R_{xxg}^{-1} C_g (C_g^T R_{xxg}^{-1} C_g)^{-1} H_g^T \quad (2-103)$$

である。 $R_{xxg}$  は附録(C)に示すように  $R_{xx}$  に一致し、 $C_g$  も前述のように  $C$  に一致するから(2-103)は  $H_g^T$  の部分以外は実数信号系において求めた  $W_{opt}$  (2-35)のそれに一致する。さらに(2-21)の  $H$  は  $H_g^T$  の左共ベクトルであるため(2-36)の  $W_{opt}$  は  $W_{optg}$  の左共ベクトルを表わし、展開表現の定義(2-85)により左共ベクトルによって充分複素量の情報が与えられる。このように実信号系の演算式と複素信号系の演算式とは展開形式を介して対応が付き、複素形の演算を考える場合においても全べて実信号系の演算式の代用により、簡単に実・虚部を得ることが出来るため、以後述べる複素信号形式による表現においても実際の数値計算においてはこの実数演算により行なう。

## 7節 最適解によるシステムの動作

5節に示した狭帯域信号及びシステムにおける複素関数的取扱いと  
6節に示した実信号表現に対する等価性により、複素関数系に  
おいてアダプティブアレイの最適解における動作を論じる。

以後式の理解を容易にするため入射波は所望信号と一つの  
妨害波を設定しそれぞれの入力ベクトルを  $S$ ,  $B$  とする。本節では  
 $S$  と  $B$  とは無相関であり、また内部雑音成分は各チャネル間で  
外来入射波とも無相関であるとす。このような入力信号に対する  
入力相関行列  $R_{xx}$  は (2-71) によって

$$R_{xx} = \frac{SS^*}{Z} + \frac{BB^*}{Z} + P_n I \quad (2-104)$$

ここに  $P_n$  は各チャネルに生じる内部雑音電力である。方向拘束式  
アダプティブアレイの評価関数である出力電力の期待値  $P_{out}$  は  
(2-70) に従って

$$P_{out} = W_c^* R_{xx} W_c \quad (2-105)$$

である。方向拘束式アダプティブアレイの拘束条件と最適ウェイト  $W_{opt}$  は  
(2-72) (2-78) により与えられる。所望信号は拘束方向から  
入射するから

$$\frac{SS^*}{Z} = P_s C_c C_c^* \quad (2-106)$$

である。ここに  $P_s$  は1チャネル当りの所望信号電力である。

(2-103) と (2-106) を (2-105) に代入すると 出力電力は

$$P_{out} = P_c W_c^* C_c C_c^* W_c + W_c^* \left( \frac{B B^*}{Z} + P_n U \right) W_c \quad (2-107)$$

(2-72)(2-73) に示される拘束条件により (2-107) は

$$P_{out} = P_s / H_c /^2 + W_c^* \left( \frac{B B^*}{Z} + P_n U \right) W_c \quad (2-108)$$

であり 拘束条件を満たすどのようなウエイトについても 所望信号出力電力は一定であることが示される。従って 評価関数として  $P_{out}$  (2-108)

を用いると、ウエイトに関する微分は

$$\frac{d P_{out}}{d W} = \left( \frac{B B^*}{Z} + P_n U \right) W_c \quad (2-109)$$

である。従って (2-78) により 求めらる最適ウエイトは 入力相関行列も (2-110) のように 所望信号成分を省いた場合と等価であると考えらる。

$$R_{xx} = \frac{B B^*}{Z} + P_n U \quad (2-110)$$

以後、入力相関行列  $R_{xx}$  中からは 所望信号成分を取り除いて扱うことにする。 (2-110) の  $R_{xx}$  も 正値定符号行列であるから その逆行列が存在するため (2-78) に代入することにより 最適ウエイトが決定される。次に  $R_{xx}$  の逆行列を求めてみよう。

$R_{xx}$  は

$$Q^{-1} R_{xx} Q = \Lambda \quad (2-111)$$

のように表わされる、固有軸への相似変換により、 $R_{xx}$  は 対角行列  $\Lambda$  に変換される。ここには (2-112) のように 右固有ベクトルを横に並べた  $(K, K)$  行列である  $Q$  は 固有ベクトルマトリクス (モーダルマトリクス) であり、非特異であるから その逆行列  $Q^{-1}$  が存在する。



$$Q = (G_1, \dots, G_K) \quad (2-112)$$

ここに  $G_k$  ( $k=1, 2, \dots, K$ ) は 右固有ベクトル であり、これに  
 対する固有値は  $R_{xx}$  がエルミートで 正値定符号行列 であるために  
 すべて実数正である。その固有値は  $R_{xx}$  が (2-109) で表わせる  
 ように 単位行列と  $BB^*$  との 線形結合 であるから それぞれの固有値の  
 和となる。<sup>(92)</sup>

$B$  により 作られる  $(K, K)$  行列である  $\frac{BB^*}{Z}$  は、  
 $(1, 1)$  行列 即ち スカラー である。  $\frac{B^*B}{Z}$  の固有値とその他に  
 $(K-1)$  重の固有値零 をもつ。 チャネル当たりの 妨害波電力を  
 $P_b$  とすれば、

$$\frac{B^*B}{Z} = KP_b \quad (2-113)$$

であるから、  $\frac{BB^*}{Z}$  の固有値は  $KP_b$  と  $(K-1)$  重の零、また  
 $P_r$  は  $K$  重の固有値  $P_r$  をもつから、 (2-110) の  $R_{xx}$  の  
 固有値は  $KP_b + P_r$  と  $(K-1)$  重の  $P_r$  となり、変換した  
 対角行列  $\Lambda$  は 次のようになる。

$$\Lambda = \begin{pmatrix} KP_b + P_r & & & \\ & P_r & & \\ & & \ddots & \\ & & & P_r \end{pmatrix} \quad (2-114)$$

固有値  $KP_b + P_r$  に 対する固有ベクトルは 明らかに  $B$  であり  
 (2-112) 中の  $G_1$  を  $B$  とする。

$$G_1 = B \quad (2-115)$$

これはある定まった方向を与える。(K-1)重の固有値  $P_r$  に対しては (K-1)次の  $B$  と直交する固有空間が対応して 其中における 独立なベクトルを (K-1)個設定できから せうは  $G_2 \sim G_K$  とすれば せうはすべて互いに直交する。

このようにして  $Q$  は次式で与えられる。

$$Q = (B, G_2, \dots, G_K) \quad (2-116)$$

(2-113) と 固有ベクトルの直交性より  $Q$  の逆行列は

$$Q^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{B^*}{zKP_b} \\ G_2^* \\ \vdots \\ G_K^* \end{pmatrix} \quad (2-117)$$

となる。(2-111) より  $R_{xx}$  の逆行列は

$$R_{xx}^{-1} = Q \Lambda^{-1} Q^{-1} \quad (2-118)$$

である。さらに (2-114) より 明らかに

$$\begin{aligned} \Lambda^{-1} &= \begin{pmatrix} \frac{1}{KP_b + P_r} & & & \\ & \frac{1}{P_r} & 0 & \\ & 0 & \ddots & \\ & & & \frac{1}{P_r} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \frac{1}{KP_b + P_r} & & & \\ & 0 & 0 & \\ & 0 & \ddots & 0 \end{pmatrix} + \frac{1}{P_r} U \end{aligned} \quad (2-119)$$

である。(2-116) (2-117) (2-119) を (2-118) に代入すると

$$R_{xx}^{-1} = \frac{U}{P_r} - \frac{1}{P_r(KP_b + P_r)} \frac{BB^*}{z} \quad (2-120)$$

(2-110) (2-120) と (2-78) を代入して

$$W_{c \text{ opt}} = \frac{\left\{ \frac{W}{P_r} - \frac{1}{P_r(KP_b + P_r)} \frac{BB^*}{Z} \right\} C_c \bar{H}_c}{C_c^* \left\{ \frac{W}{P_r} - \frac{1}{P_r(KP_b + P_r)} \frac{BB^*}{Z} \right\} C_c} \quad (2-121)$$

さらに 拘束条件を 満たす等振幅ウエイトである  $F_c$  (2-82) を用いると

$$W_{c \text{ opt}} = \frac{|H_c|^2 \left\{ (P_b + \frac{P_r}{K}) W - \frac{1}{K} \frac{BB^*}{Z} \right\} F_c}{(P_b + \frac{P_r}{K}) |H_c|^2 - F_c^* \frac{BB^*}{Z} F_c} \quad (2-122)$$

となる。分母の第1項は  $B$  の入射方向にビームを向けた等振幅励振ウエイトによる  $B$  と内部雑音による出力電力を、第2項は 拘束方向にビームを向けた等振幅ウエイト  $F_c$  による  $B$  成分の出力電力である。

$F_c$  による  $C_c$  方向の応答を 1 に規格化した複素指向性パターンにおいて、 $B$  の入射方向の 応答を  $A_{cb}$  とすれば、つまり

$$B^T \bar{F}_c = \sqrt{Z P_b} A_{cb} e^{j\varphi_b} H_c \quad (2-123)$$

である。さらに 所望信号では

$$S^T \bar{F}_c = \sqrt{Z P_s} e^{j\varphi_s} H_c \quad (2-124)$$

である。ここに  $B$  の入射位相を  $\varphi_b$ 、それに対して 所望信号の

入射位相を  $\varphi_s$  と定義する。 (2-123) により 最適ウエイト  $W_{\text{opt}}$  は

$$W_{\text{opt}} = \frac{\left\{ (P_b + \frac{P_r}{K}) W - \frac{1}{K} \frac{BB^*}{Z} \right\} F}{\frac{P_r}{K} + P_b (1 - |A_{cb}|^2)} \quad (2-125)$$

次に アダプテーションの 初期ウエイトとして用いる等振幅励振ウエイト  $F_c$  と最適ウエイトによるシステムでの 各出力成分を求める。 妨害波  $B$  のウエイト  $F_c$  による出力を  $y_{bi}$  とすれば これは  $B^T \bar{F}_c$  であり

最適ウエイト  $W_{opt}$  による出力  $y_{bo}$  とすれば

$$y_{bo} = \frac{\frac{P_r}{K} B^T \bar{F}_c}{\frac{P_r}{K} + P_b (1 - |A_{cb}|^2)} \quad (2-126)$$

であるから、アダプテーションによる妨害波の抑圧比は

$$\frac{y_{bo}}{y_{bz}} = \frac{\frac{P_r}{K}}{\frac{P_r}{K} + P_b (1 - |A_{cb}|^2)} \quad (2-127)$$

である。さらに  $W_{opt}$  での妨害波出力電力  $P_{bout}$  は (2-126) により

$$P_{bout} = P_b |A_{cb}|^2 |H_c|^2 \left\{ \frac{\frac{P_r}{K}}{\frac{P_r}{K} + P_b (1 - |A_{cb}|^2)} \right\}^2 \quad (2-128)$$

となる。また 所望信号について同様に

$$y_{so} = y_{sz} = \sqrt{2P_s} e^{j\theta_s} H_c \quad (2-129)$$

である。ここに  $P_s$  は チャネル当たりの 所望信号電力である。また、

出力電力は

$$P_{sout} = P_s |H_c|^2 \quad (2-130)$$

である。  $W_{c, opt}$  での 内部雑音出力電力  $P_{rout}$  は

$$P_{rout} = \frac{P_r}{K} |H_c|^2 + \frac{\frac{P_r}{K} P_b^2 |A_{cb}|^2 (1 - |A_{cb}|^2) |H_c|^2}{\left\{ \frac{P_r}{K} + P_b (1 - |A_{cb}|^2) \right\}^2} \quad (2-131)$$

となり、第1項は 等振幅励振ウエイト  $F_c$  での出力電力、第2項は  
ウエイト  $W_c$  等励振から はずれるための 内部雑音の増加を示す。

(2-128) (2-131) より 全雑音出力は

$$P_{bout} + P_{rout} = \frac{\frac{P_r}{K} (P_b + \frac{P_r}{K}) |H_c|^2}{\frac{P_r}{K} + P_b (1 - |A_{cb}|^2)} \quad (2-132)$$

また、  $F_c$  での 雑音出力電力は  $(P_b |A_{cb}|^2 + \frac{P_r}{K}) |H_c|^2$  であり、

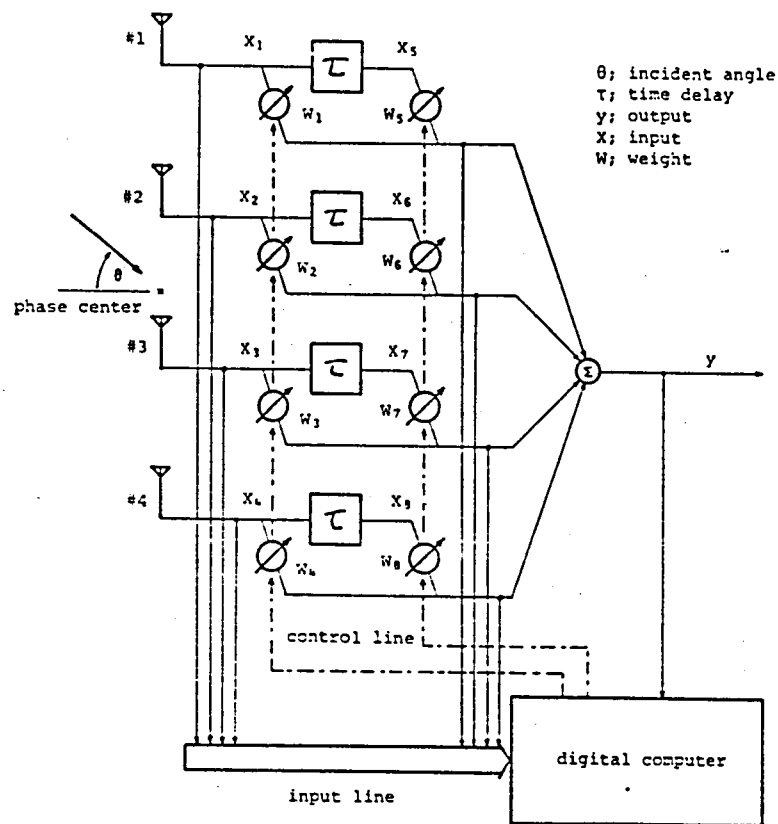


図2-7 計算機シミュレーションに用いる 4チャネル  
 2タップリニアレイ

所望信号出力電力は 拘束条件により 常に (2-130) であるから、

アダプテーションの 初期値  $P_c$  での SN比 及び 最適化後の SN比は 次のように与えられる。

$$SNP_i = \frac{P_s}{P_b |A_{cb}|^2 + \frac{P_r}{K}} \quad (2-133)$$

$$SNR_{opt} = \frac{P_s}{\frac{\frac{P_r}{K} (P_b + \frac{P_r}{K})}{\frac{P_r}{K} + P_b (1 - |A_{cb}|^2)}} \quad (2-134)$$

## 8 節 方向拘束式アダプティブアレイの計算機シミュレーション

計算機シミュレーションに用いる モデルを 図 2-7 に示すように 4チャンネルスタック 半波長等間隔配列 リニアアレイとする。無線通信では 主に 狭帯域信号を扱う という 理由により スタックを採用した。また、アダプティブシステムの 柔軟性を上げるには より多くの 自由度を有する 多素子アレイが 有利であるが 制御のための 計算時間 又は、シミュレーションの 計算時間の 短縮のため 4チャンネルに 留めた。ハードウェア 試作のためにも 小規模システムを採用した。また、各アンテナエレメントは 無指向性として 扱う。所望信号波 及び 外來妨害波は 共に 狭帯域信号であり、アダプティブアレイの最適化制御中においては CWとみなし それぞれ異なる 周波数の 正弦波を 設定した。主に、ブロードサイド (アレイのベースラインに直交方向) から 入射する 所望信号を採用し、

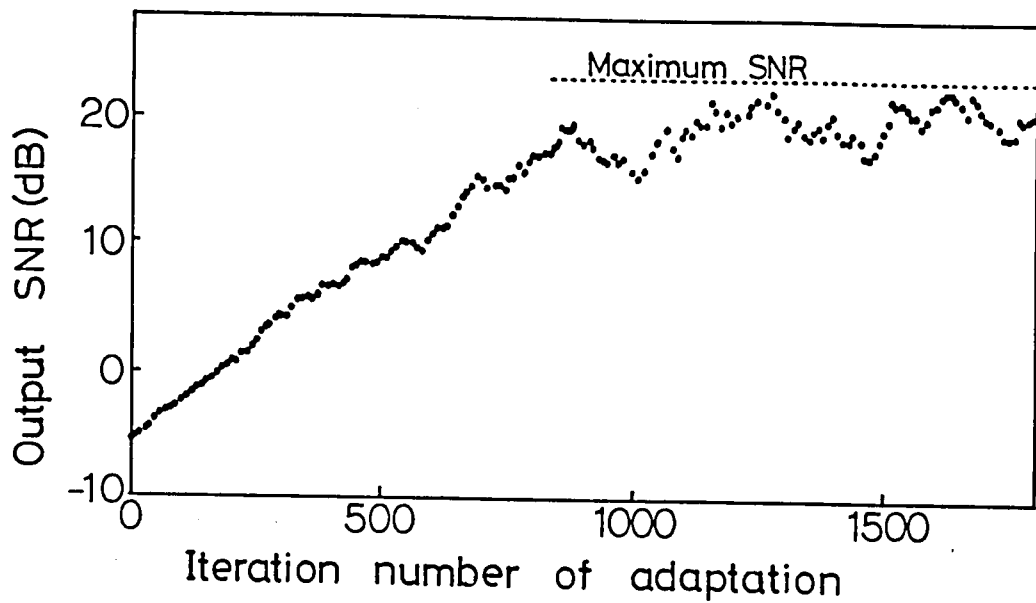


図 2-8 (i)  $60^\circ$  から入射する妨害波に対するアダプティブ  
アレイの出力 SNR 学習曲線  
所望信号振幅 1, 妨害波振幅 10, 内部雑音電力 0.01

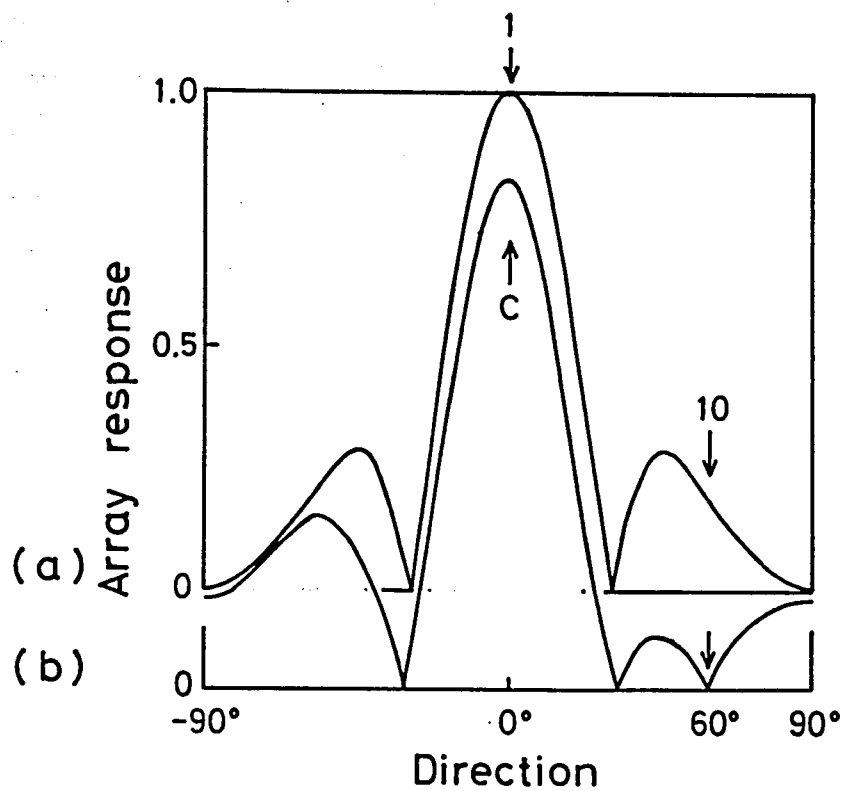


図 2-8 (ii) アダプティブアレイの初期パターン (a) と  
 $60^\circ$  から入射する妨害波に対する最適化パターン

妨害波入射角は フロートサイド から 測って 左右に  $-90^{\circ} \sim 90^{\circ}$  の間である。 入力の振幅は 所望信号、妨害波 それぞれ 1, 10 とする。特に アダプティブアレイの 妨害除去特性を示すために 強い妨害波を採用した。 各タフポイントには システムノイズとして サンプル時において それぞれ独立の 正規乱数 (平均 0 分散 0.01) を発生させた。

このような設定においては、入力信号比は 各チャネル毎に 外来妨害波：所望信号：内部雑音 が  $20\text{dB} : 0\text{dB} : -17\text{dB}$  である。

サンプル値制御における入力信号のサンプル間隔は、各入力信号周期とは 同期しないこととし、信号周期より十分に長い間隔のサンプリングを想定した。ただし、各瞬間でタフ間隔の位相関係は保持されているものとする。

フィードバック制御におけるウエイトの初期値として、拘束方向に主ビームを向ける等励振ウエイト  $W$  (2-48) を採用し、制御アルゴリズムは (2-50) を用いた。拘束条件における拘束応答  $H$  として 1 を採用した。

以後の計算機シミュレーションは 主にこれらの設定に基づいている。

方向拘束式アダプティブアレイの典型的なシミュレーション結果として 妨害波が  $60^{\circ}$  から入射する場合を 図 2-8(i)(ii) に示す。(i) は出力 SN 比の学習曲線であり、横軸はアルゴリズムの反復計算回数である。最適化が進むにつれて ウエイトは  $W_{opt}$  に近づくため 妨害波が除去され、SN 比が上昇していく様子が示されている。



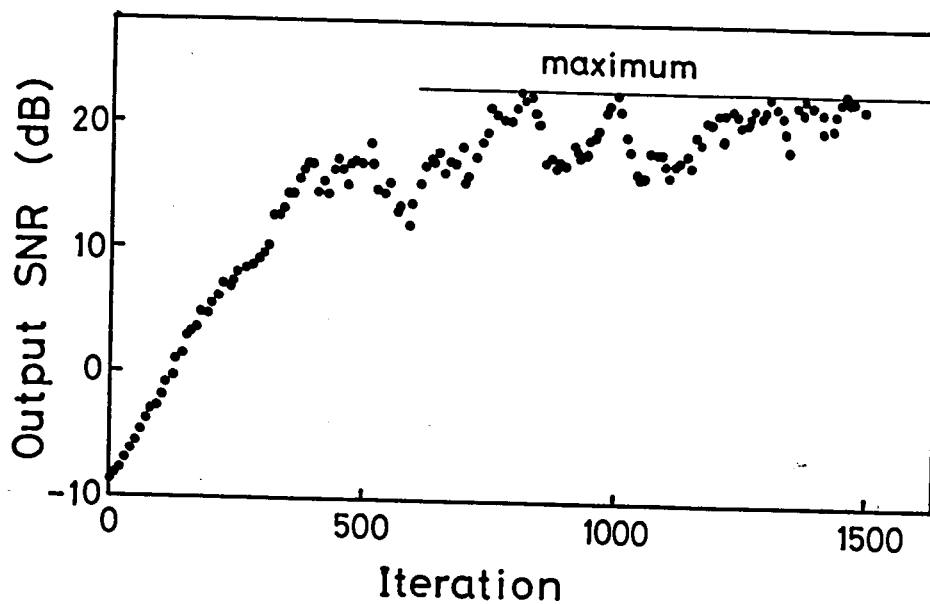


図 2-9 (i)  $45^\circ$  から入射する妨害波に対するアダプティブ  
アレイの出力 SN 比 学習曲線

所望信号振幅 1. 妨害波振幅 10, 内部雑音電力 0.01

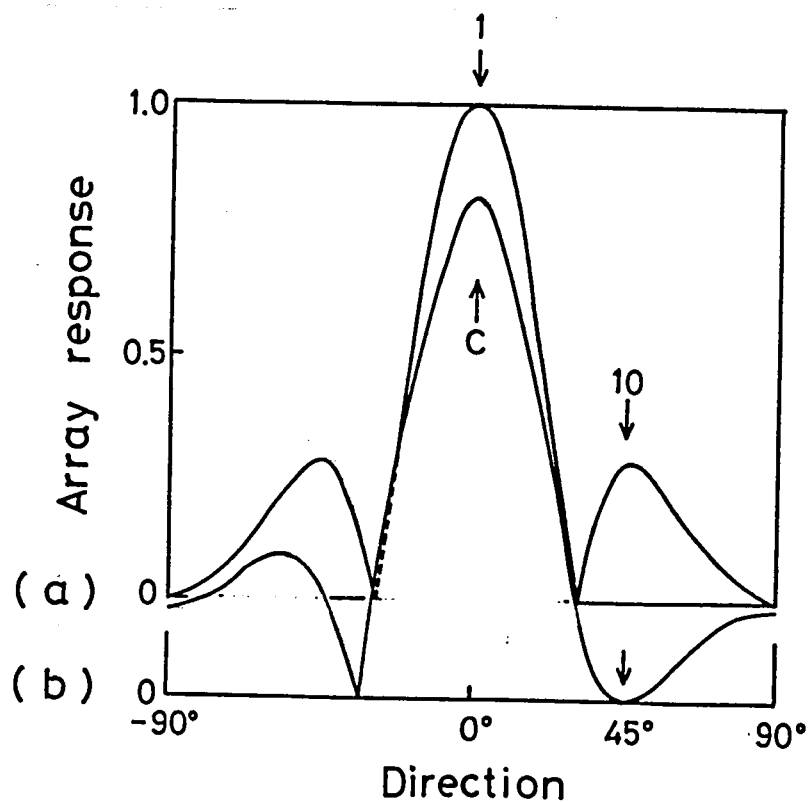


図 2-9 (ii) アダプティブアレイの初期パターン (a) と  
 $45^\circ$  から入射する妨害波に対する最適化パターン

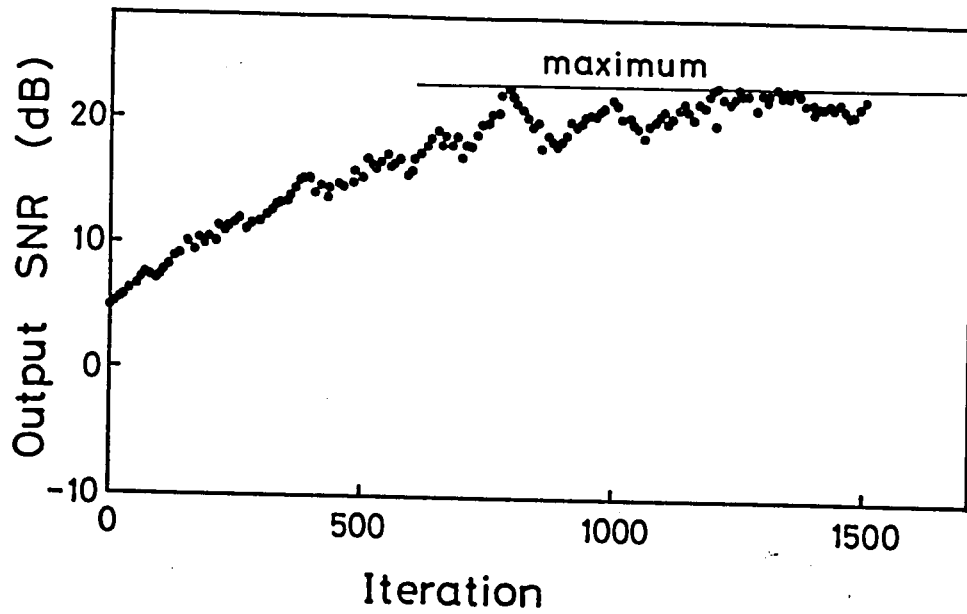


図2-10(i)  $30^\circ$ から入射する妨害波に対するアダプティブ  
アレイの出力SNR比学習曲線

希望信号振幅1, 妨害波振幅10, 内部雑音電力0.0/

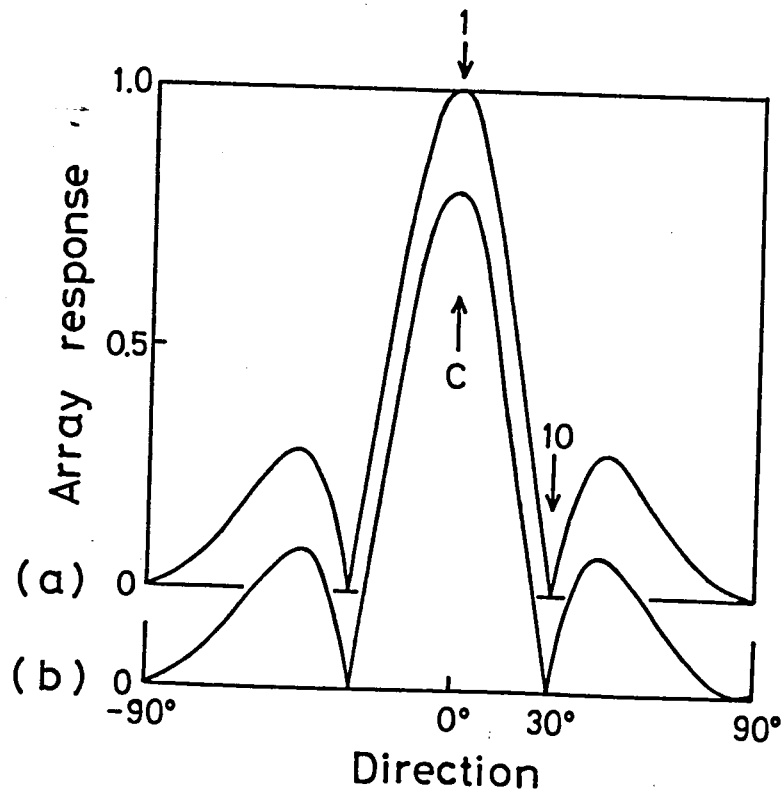


図2-10(ii) アダプティブアレイの初期パターン(a)と  
 $30^\circ$ から入射する妨害波に対する最適化パターン

SN比の上昇特性はフィードバック利得であるステップサイズ  $\mu$  に依存する。 $\mu$  を小さくすることにより収束を速くできるが本章4節に述べた収束条件と4章に示す定常特性からの制限により適度に小さいステップサイズを採用している。図2-8の場合には  $2 \times 10^{-5}$  である。30dBに示している破線は完全な妨害除去により達成されるSN比の理論的最高値であり、これに達した状態を収束とみなす。ただし実際には5章に示すように定常特性がぶらつくためSN比は最高値の近くの小さな範囲を変動することになる。(f)は最適化によるアレイパターンの変化を示す。入射波を矢印で示し、付けられた数字はその強度を表わす。(a)は初期ウエイト  $W$  が示すパターン。(b)は収束後の1250 iterationにおけるウエイトが示すアレイパターンであり、所望信号に対しては拘束条件により応答が保持されているのにに対し、妨害波入射方向60°にヌルを作り、除去動作を示している。図2-9、図2-10にはそれぞれ45°、30°の妨害波に対する動作を示す。特に30°から入射する場合には初期パターンでは設計周波数においてヌルが存在するため、初めからSN比は高い。しかし、わずかに周波数が異なるための妨害波の消し残りをもフィードバックにより除去し、さらにSN比を高めている動作が見られる。次に特に方向拘束式アダプティブアレイの特徴文を示すシミュレーション例を図2-11、図2-12、図2-13に示す。それぞれ前例と同様収束後の指向性パターンを示す。図2-11は

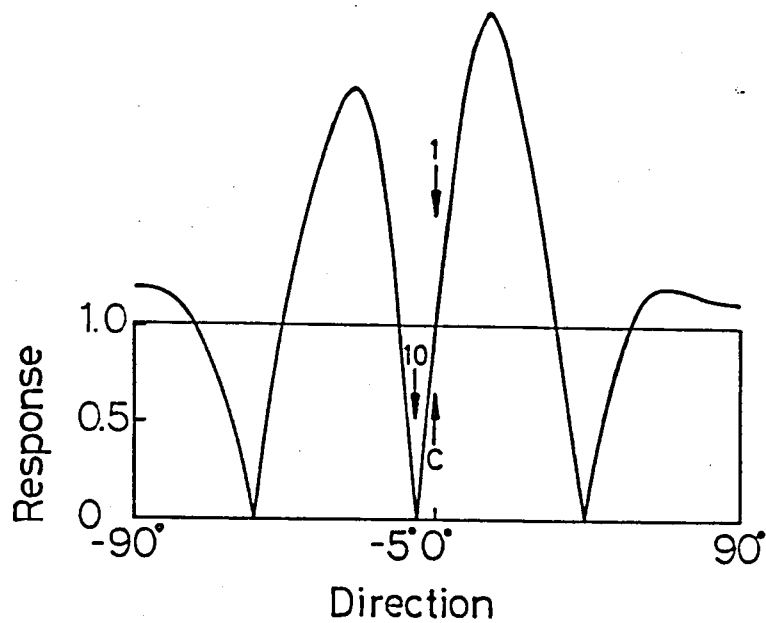


図 2-11 所望信号に接近した妨害波に対する

アダプティブアレイの最適化パターン (3000th iteration)

所望信号振幅 1, 妨害波振幅 10, 内部雑音電力 0.0/

妨害波入射方向  $-5^\circ$ , ステップサイズ  $\mu = 10^{-5}$

出力 SN 比 6.28 dB

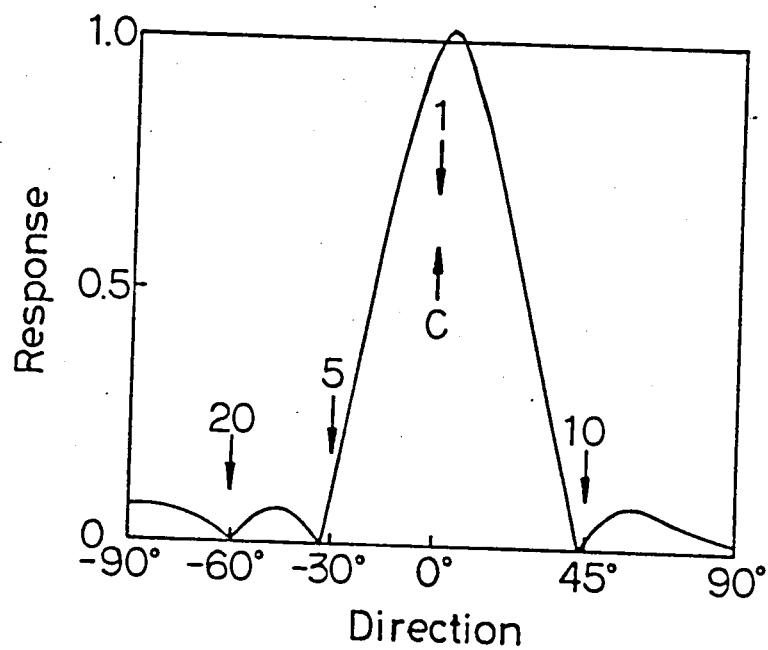


図 2-12 3個の妨害波に対するアダプティブフィルの最適化パターン  
(1500th iteration) 内部雑音電力 0.0%.

入力 SN比 6.7 dB      ステップサイズ  $\mu = 2 \times 10^{-5}$

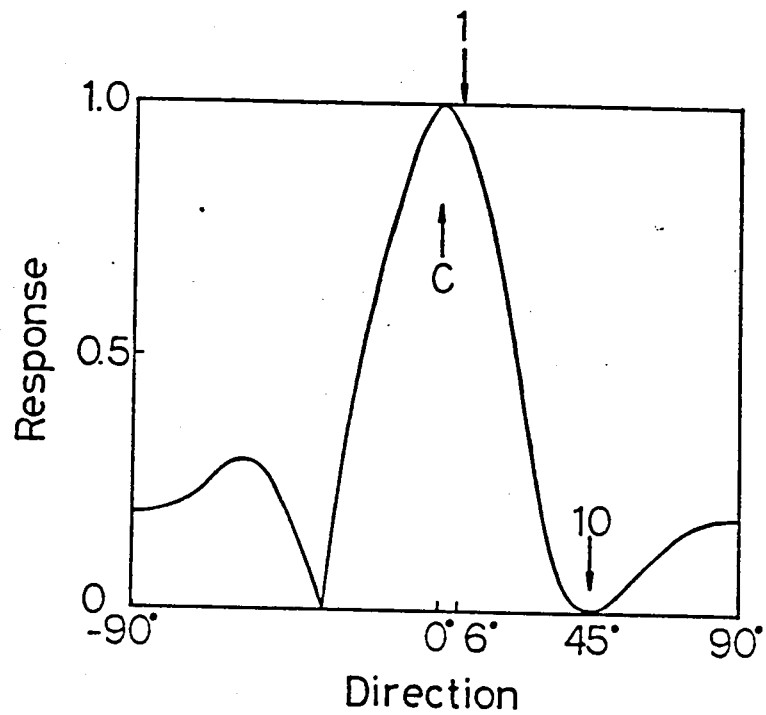


図 2-13 拘束方向からほぼ完全に所望信号と 45° から  
入射する妨害波に対するアダプティブアレイの  
最適化パターン (1000th iteration)

所望信号入射方向 6°, ステップサイズ  $\mu = 2.5 \times 10^{-5}$   
出力 SN 比 18 dB

初期パターンの主ビーム内で極めて 所望信号に近い方向 ( $5^\circ$ ) から 妨害波が入射した場合の最適パターンである。ヌルを向けて妨害除去を行なうのは言うまでもなく 拘束条件により 所望信号に対する応答は 1 に保たれている。そのため 主ビームは 所望信号からはずれ、

また サイドローブレベルも高くなるが、その方向には 波源が存在しないため 問題にはならず、出力における SN 比は高い。

図 2-12 には 複数の妨害波が入射する環境におけるほぼ収束後のパターンを示す。4 チャンネルアダプティブアレイの 3 個の自由度はすべて 3 個の妨害波に向けられ、それぞれに 1 個のヌルを対応させている。

そのヌルの深さは 入力強度に対応しており、完全に最適状態に至っていないため、最も小さい  $30^\circ$  方向の妨害波には まだかなり応答が残っている。さらに最適化が進むと、それぞれヌルが向けられる。

このように アダプティブアレイは 強い妨害波ほど速く効果的に除去を達成する。拘束式アダプティブアレイの場合には 所望信号が

拘束条件からはずれるような状態では 所望信号として認識できなくなるという問題点がある。図 2-13 は 拘束方向から  $6^\circ$  ずれた

所望信号が入射する場合の 1000 回のアダプテーション後の指向性パターンである。この場合でも 妨害波に対してヌルを作り、所望信号に対しては 初期パターンとほぼ同じレベルの応答を保ち、出力における SN 比は高い。これは 妨害波の存在を重視し、それを

重畳的に除去しようと働くためである。しかし、妨害波が小さい場合、極端に言って無い場合には、やはり図ス-11に示すように所望信号に対する除去動作を始めることになる。この対策として所望信号を 180 度方向に拘束を付ける複拘束条件が成功を修めている。(67)

このように 方向拘束式 アダプティブアレイはソフトウェアによって改善可能な部分が多く 各種の応用に適合させやすいシステムである。



### 第3章 広帯域外来妨害波抑圧のための 複合フィードバックシステム

#### 1 節 序 言

無線通信の分野におけるアダプティブアレイは 主に 異なる回線間において 互いの電波の混信等を除去するという目的に用いられてきた。ほとんど 狭帯域の妨害波に対する除去特性が 論じられてきた。

近年に実用化してきた デジタル通信では 従来の AM や FM に比べると その帯域幅 は 格段に広い。 また、レーダーの分野における 典型的な妨害波である ジャミングの 周波数成分は 広く また強い。 また、最近では 音声処理に アダプティブ技術も 応用しようとする試みが 盛んになってきた。 音声の場合には その 帯域幅は 無線通信に 比べれば 極めて広い。 このように 様々な分野で 広帯域妨害波が 問題化されるようになった。 これに伴って アダプティブアレイも 広帯域妨害波を 対象として 扱われると 得ない 状況に なってきた。

広帯域信号に対する アダプティブアレイの動作は その時定数も 決定する 入力相関行列の 固有値の 大きさが 広い範囲に 及ぶために、収束が 極めて 遅い<sup>[55]</sup> という欠点があった。本章では アダプティブアレイの フィードバックループに 微分入力による フィードバックループを加えた 複合フィードバックループを 提案し、従来の アダプティブアレイにくらべ 速い 対応動作を行なうことを示した。 2 節には 広帯域妨害波の モデルと アダプティブアレイの動作を述べ 3 節には 複合フィードバック

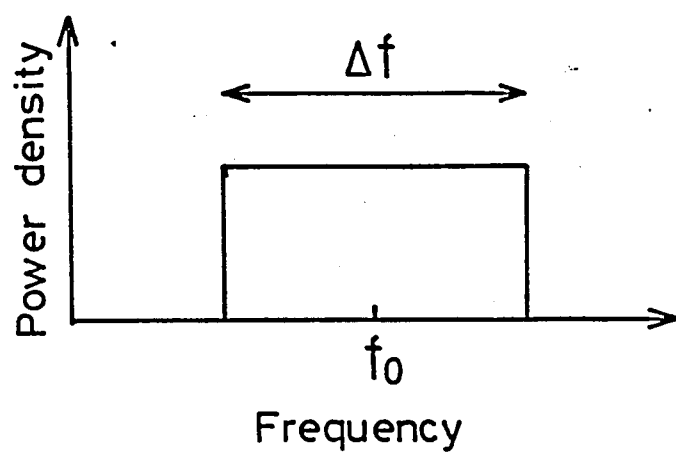


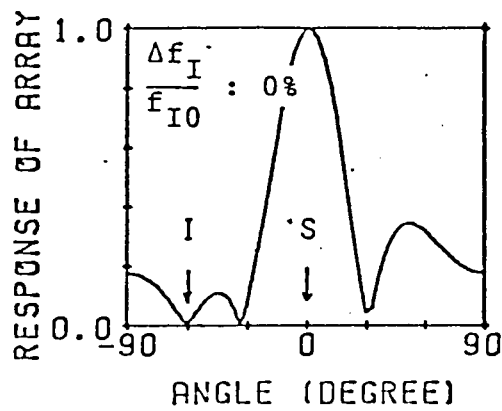
図3-1 広帯域外来妨害波モデルの矩形スペクトル

システムの発案の基になったパターン合成による広帯域ヌルの生成を示す。4節にこの複合フィードバックシステムを示し、5節にその動作解析を行なう。6節において複合フィードバックシステムの動作を決定する最適パラメータを導出し、その動作をシミュレーションによって7節に示す。

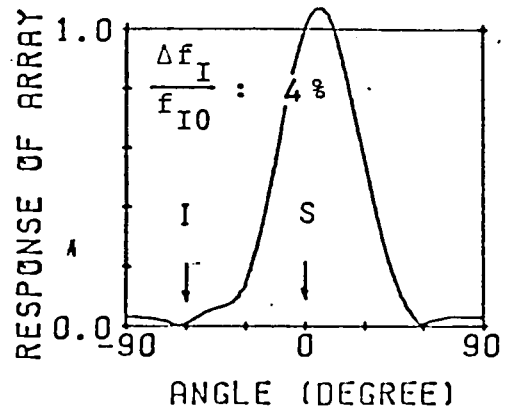
## 2節 広帯域外来妨害波モデルとアダプティブアレイ

無線通信においては、その変調方式などにより、信号スペクトルが異なり、変調情報も時々刻々変化するため、時間的にも一定ではあり得ない。故意に妨害を与えるため放射されるジャミング（Jamming）電波に至っては、そのスペクトルは広く、推定することは難しい。そこで本章では主に図3-1に示す矩形のスペクトルを対象として考える。

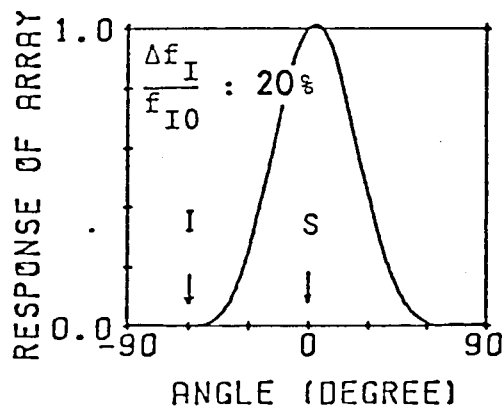
アダプティブアレイによって達成できる最適動作は(2-35)の最適ウエイトにより評価することが出来る。この最適ウエイトはその電磁環境を表わす入力相関行列(2-4)により求めることが出来るため、実際には信号を発生させ、計算機シミュレーションを行なわずとも最適化後の動作について議論することが可能である。広帯域妨害波に關しても、その電カスペクトルから容易に相関行列を導出できる。入力相関行列は、それ以外の入力の自己



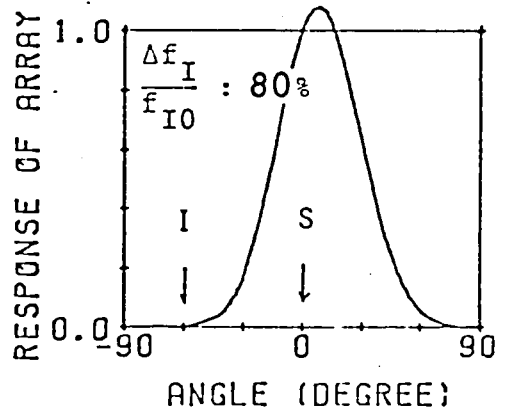
(a)



(b)



(c)



(d)

図3-2 妨害波帯域幅に対するアダプティブアレイの最適指向性パターンの変化

妨害波比帯域幅 (a) 0%, (b) 4%, (c) 20%  
(d) 80%

相関行列の和であるから、広帯域妨害入力を単独に扱うことが出来る。

相関行列の各要素は、2つのタップでの妨害波の相関であり、

2点間の伝搬通路長差とアダプティブシステムのタイムタレイの合計を

$\tau_T$  とすれば、妨害波自己相関関数の  $\tau_T$  離れに値が相関行列の要素である。このようにしてすべての要素を求めると相関行列が出来上がる。

さらに妨害波自己相関関数はその電力スペクトルのフーリエ変換である。

本論文に採用した矩形のスペクトルに関しては簡単に求めることが出来る。

$$R(\tau_T) = P_b \cos(2\pi f_0 \tau_T) \frac{\sin(\pi \Delta f \tau_T)}{\pi \Delta f \tau_T} \quad (3-1)$$

このような手順により最適ウェイトを求め、広帯域妨害入力に対する

アダプティブアレイの動作の数値計算例を示す。拘束・所望信号方向を

$0^\circ$ 、妨害波入射方向を  $-60^\circ$  に設定し、所望信号は準CW信号。

妨害波は、広帯域幅 4%、20%、80% のものについて最適ウェイトに

より作るアレイパターンを図3-2に示す。(a)は単一のヌルに

よるCWの妨害波除去の例である。(b)~(d)のように妨害波の

帯域幅が拡大されるにつれてシステムは自らの放射パターンをもつ

複数のヌルを集めて、ある範囲に合わせて低い応答を保とうと

する。(2-14)の示すアレイの応答は(2-15)の  $\varphi_{k,l}$  の関数で

あるが、各チャネルの入力位相  $\varphi_{k,l}$  を次のように書き直す。

$$\varphi_{k,l} = \frac{2\pi d_{k,l}}{c} f \cdot u \quad (3-2)$$

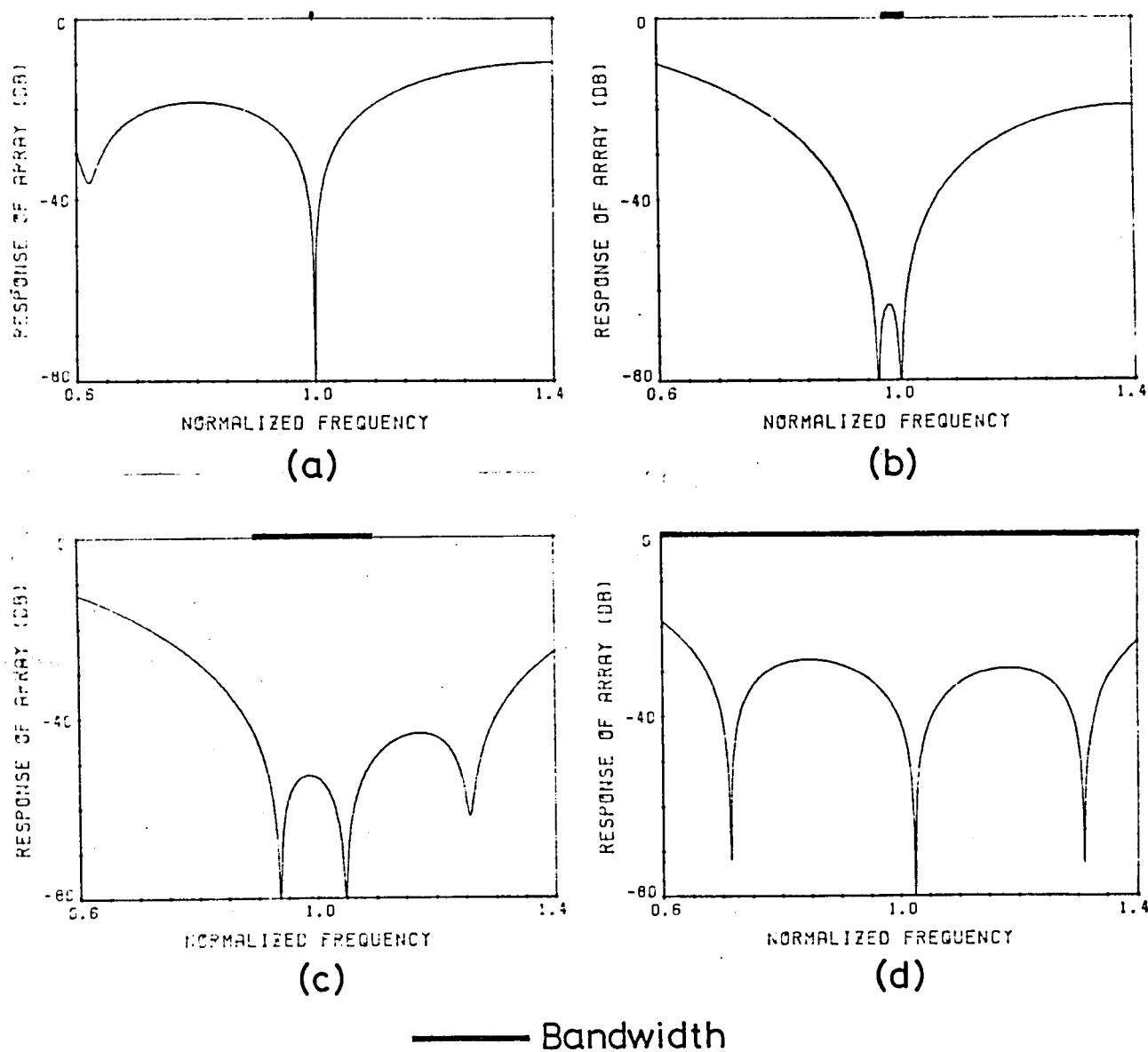


图 3-3 妨害波に対する周波数応答特性

妨害波入射方向  $-60^\circ$ , 比帯域 (a) 0%, (b) 4%

(c) 20% (d) 80%

ここに、 $f$  は周波数で、 $u$  は  $\sin \theta$  である。 $\psi$  の  $f$  と  $u$  への依存性は同等であるため、横軸を  $u = \sin \theta$  の補正を行なって周波数として読み換えることが出来る。従って 図 3-2 (b)(c)(d) のように空間的放射パターンでヌルが集まった範囲は、その周波数特性でも広帯域で低い応答を示す。図 3-2 の場合に対応する周波数特性は、図 3-3 (a) ~ (d) となり、それぞれの妨害波の帯域に応じてヌルを集め、応答を低く抑えている様子が示されている。このようにアダプティブアレイは広帯域妨害波に対しても自動的に除去する。その能力はアダプティブアレイの自由度に依存し、トランスバーサルフィルターの長さ、フリップアップの数 ( $L$ ) が多いほど高い。(妨害波が空間的にひろがりをもつ場合は、アンテナの素子数 — チャネル数  $K$  — に依存する)

広帯域妨害入力に対してアダプティブアレイは最終的には期待された動作を示すが、その状態に達するまでの時間が極めて長いという欠点がある。その理由は、システムの過渡応答の時定数が一般に入力相関行列  $R_{xx}$  又はその投影形  $PR_{xx}P$  の固有値に反比例<sup>(67)</sup> するが、妨害波が広帯域の場合には、小さい固有値が現われ、収束が非常に遅くなるためである。この傾向を実際に調べるためには広帯域妨害波に対するシミュレーション実験を行なった。モデルとしては搬送波を中心周波数とした帯域

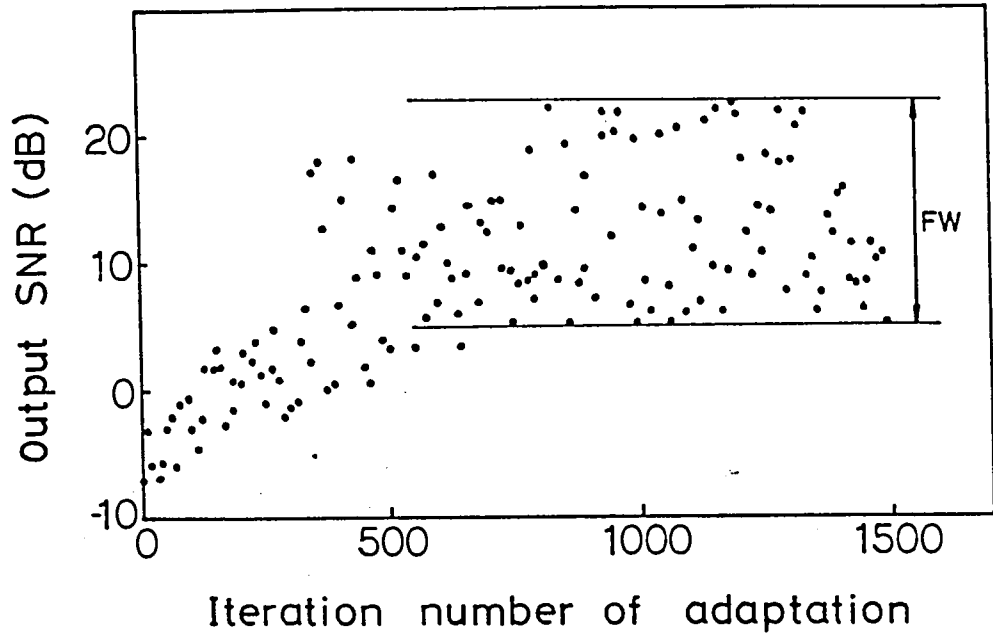


図3-4 (i)  $60^\circ$ から入射する10% 広帯域妨害波に対する従来型アダプティブアレイの出力SN比学習特性  
 妨害波平均振幅10, 所望波振幅1, 内部雑音電力0.01  
 ステップサイズ  $\mu = 2 \times 10^{-5}$

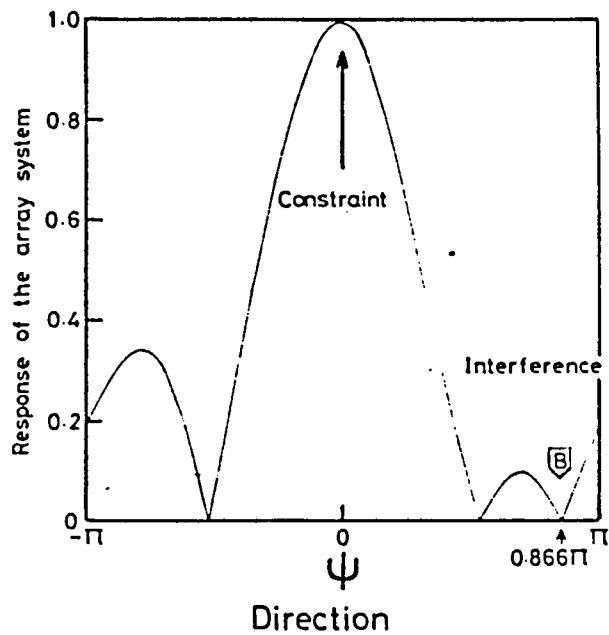


図3-4 (ii) 広帯域妨害波に対する従来型アダプティブアレイの応答パターン (1250th iteration)

$$\psi = \frac{2\pi d}{c} f u, \quad u = \sin \theta$$



通過形信号として 乱数による 発生方式を採用する。標本関数を  $x(t)$  とする。

$$x(t) = A b e^{j\omega_b t} \quad (3-3)$$

複素信号表現を採用し、 $A b$  を複素包絡線とする。

帯域通過形信号として 正規不規則過程をモデルにすれば

確率密度関数は それぞれ独立に  $A b$  の振幅について  $\sqrt{2P_b}$  を期待値とする レーリー分布、位相は  $(0 \sim 2\pi)$  の一様分布となる。<sup>(93)</sup>

各サンプル時刻毎の入射位相と振幅はこれに従い、各タップ間の位相関係を決定する  $\omega_b$  については 瞬間周波数を用い、その分布は スペクトル (図3-1) に従って 同様とする。以後これを この章

での 広帯域妨害波のモデルとして用いる。このような広帯域外来妨害波モデルを用い、広帯域 10% の妨害波が  $60^\circ$  から入射する場合に 従来型の アダプティブアレイの動作を 図3-4に示す。

(i) は SN比 の学習曲線である。SN比の理論最大値は

$K P_s / P_n$  であり、この場合は 23dB である。図3-2に示すように

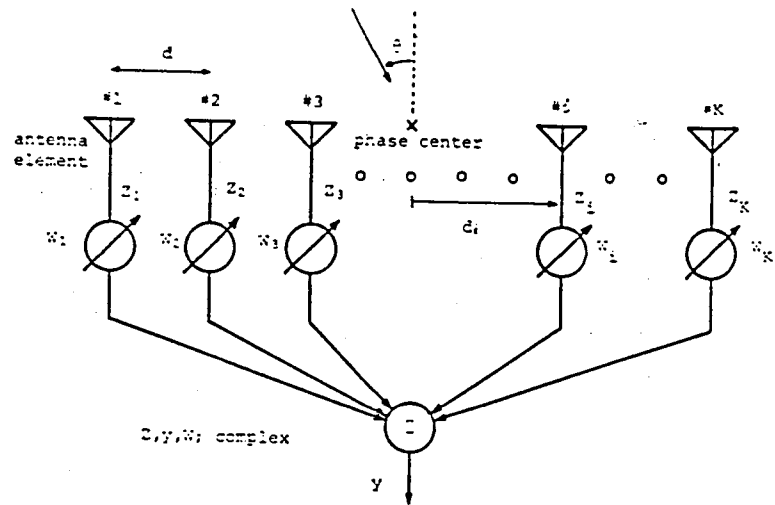
本来 アダプティブアレイは最終的には 広帯域外来妨害波に対してヌルを集めるが、その過渡動作は極めて遅い。実際に 図3-4のシミュレーションの場合にも 相関行列の固有値から推定すれば、約 200,000 回の反復計算の後に フラットヌルを作ることになる。

サーチヌルを作る動作の約 200倍であり、実用範囲からはずれる

ため問題にならない。そこで実用的な反復回数として従来の  
アダプティブアレイが 狭帯域 (CW) 妨害波に対して収束する程度の  
反復回数を採用した。(図 2-7 参照) 図 3-4 (i) の場合にも  
約 800 iteration 後に シャープヌルに収束するが 広帯域妨害波の瞬時  
周波数が帯域内で変動するため シャープヌルでは対応できず  
SN 比がかなり変動する様子が示されている。この変動幅を FW  
(fluctuation width) と定義する。1250 iteration 後の  
パターンを (ii) に示すが やはり シャープヌルのみが作られている。矢印の  
幅は 妨害波帯域を示しており、このような シャープヌルでは帯域の  
中心周波数では応答が零であるが、それ以外では有限値となる  
ため 妨害波成分が残留し (i) に示したように SN 比が変動する  
ことになる。広帯域妨害波に対して広範囲の低い応答  
(以後 フラットヌルとよぶ) を速やかに作るため 複合フィードバック  
システムを考案した。これを次節以下で説明する。

### 3 節 決定論的パターン合成による広帯域ヌル

アダプティブアレイは フィードバック制御により、自動的に妨害波に対して  
ヌルを作るが、パターン合成<sup>(5)</sup>は 各入射波のアプリオリな情報により  
最適な受信を行なうアレイパターンを設計する方法である。その一つとして  
ヌル方向を拘束した利得最大化法があり、さらにその進化した



$d_i$ : position of  $i$ -th element normalized by  $d$

図 3-5 パターン合成のモデル

形として 新しく拘束条件を追加して さらに広帯域ヌルを作る方法がある。

パターン合成のモデルを 図3-5に示す。 本論文に通じて用いられる

シミュレーションモデルと同一である。 ここで 素子間隔を  $d$  とし、

これにより規格化した位相中心から各素子への距離を  $d_k$  とする。

以後 すべて複素表現である。

このアレイの受信特性パターン  $Y(\psi)$  は

$$Y(\psi) = \sum_{k=1}^K \bar{W}_k \cdot e^{j d_k \psi} \quad (3-4)$$

ここには  $(3, 2)$  と同様

$$\psi = \frac{2\pi d}{c} f u \quad (3-5)$$

である。以後 指向性パターンと周波数特性を同時に論ずるために

$\psi$  を横軸にしたパターンを採用する。

パターン合成において 最大化される指向性利得  $G$  は

$$G = 4\pi \times \frac{\text{特定方向への放射電力 (単位立体角当り)}}{\text{全放射電力}} \quad (3-6)$$

またヌルを与えるには 方向と周波数を与えて ウェイトを付し

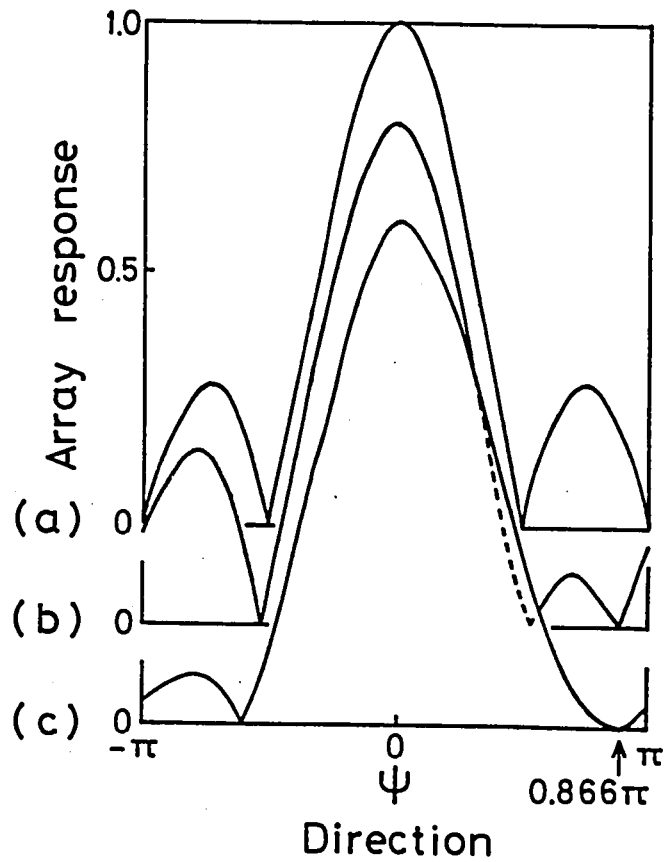
$$Y(\psi) = 0 \quad (3-7)$$

という条件となる。 また、指向性パターンの傾きは、 $(3-4)$  の  $\psi$  に

関する微分によって与えられるが フラットヌルのためには 勾配が零という

条件

$$\frac{d}{d\psi} Y(\psi) = \sum_{k=1}^K \bar{W}_k (j d_k) \cdot e^{j d_k \psi} \quad (3-8)$$



- (a) no constraint
- (b) null constraint
- (c) null and gradient constraint

図 3-6 4素子リ=アレイα 合成指向性パターン  
 主ビーム方向  $\psi = 0$  ( $\theta = 0^\circ$ )  
 ヌル拘束方向  $\psi = 0.866\pi$  ( $\theta = 60^\circ$ )

を設ける。2章において導入したベクトルを用いると (3-7)(3-8)は  
それぞれ

$$\mathbf{Z}^T \bar{\mathbf{W}} = 0 \quad (3-9)$$

$$(\mathbf{D}\mathbf{Z})^T \bar{\mathbf{W}} = 0 \quad (3-10)$$

となる。ここに  $\mathbf{D}$  は 対角線上に  $d_k$  を配置したマトリクス

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} d_1 & & \\ & \ddots & \\ & & 0 \\ & 0 & & \ddots \\ & & & & d_k \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

である。 $\mathbf{Z}$  は 入力の位相ベクトルである。<sup>(67)</sup> (3-6) は 分母分子が

$\mathbf{W}$  に関して それぞれ 非負値定符号二次形式であることから、固有値問題  
として解が求められる。ある方向に対して (3-9)(3-10)の条件と同時に  
課すことにより その方向に フラットヌレ を作ることが可能である。

図3-6は パターン合成の一例を示す。主ビームは  $0^\circ$  方向とし。

これは  $\psi = 0$  に対応する。それぞれ (a) は 単に 最大指向 利得の  
条件のみに対する パターン合成。図3-6(b)は (3-9)のヌレ拘束を

$\theta = 60^\circ$  すなわち  $\psi = 0.866\pi$  に つけた場合 (c) は その案に

さらに (3-10)の勾配拘束を課した パターン合成である。このように

勾配を考慮することにより フラットヌレ を 実現できるようになった。

この手段を 次節において アダプティブアレイに適用し、フラットヌレを自動的に  
素速く作るシステムに発展させる。

#### 4節 複合フィードバックシステム

従来 アダプティブアレイが 広帯域妨害波に対して フラットヌルを作るのは 極めて 難い。 しかし その場合でも 入射方向に対して 単一のヌル (シャープヌル) を作る動作は 2章に 示した CW の妨害波に対するのと 同程度の 時間で 達成されること。 シミュレーションにより 示されている。 このシャープヌルは 妨害波方向、その中心周波数において (3-9) を満たしているため、中心周波数近傍のみの 除去特性を示し、広帯域妨害波に対しては 不完全である。 そこで 広帯域妨害波除去のために (3-10) の条件を用いて フラットヌルを作ってみる。

(3-10) の  $D$  は 入力ベクトルの要素にそれぞれ  $d_k$  という 重み付けをした 入力と 読み換えることが出来て、これを  $\dot{X}$  と表わす。  
つまり、

$$\dot{X} = D X \quad (3-12)$$

であり、この  $\dot{X}$  を (3-10) の 導かれた過程に基づいて 微分入力と呼ぶ。 シャープヌル、つまり 実入力  $X$  に対し、零応答を示すウェイトは (2-50) の 制御アルゴリズムの中の  $X(m)$   $Y(m)$  という フィードバック量により 達成されることに 着目し、次のような 微分入力ベクトル  $\dot{X}$  を導入する。

$$\dot{X} = D X \quad (3-13)$$

ここに  $D$  は 前節 (3-11) 式で示した 微分行列である。

等間隔アレイで 位相中心が アレイの中心に 置かれているときには  $d_k$  は

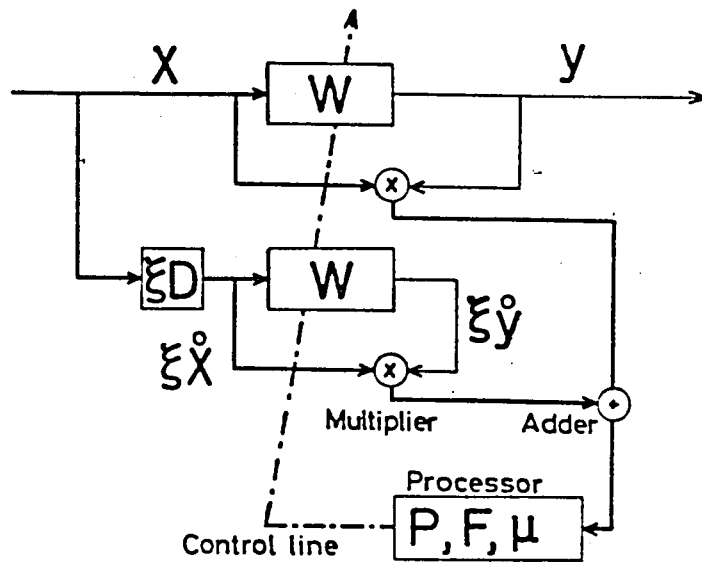


図 3-7 複合フィードバックシステム



反対称となる。

$$d_k = -d_{k-k+1} \quad (3-14)$$

(3-12) の微分入力に対する出力を 微分出力とよび次の様に定義する。

$$\dot{y} = \dot{X}^T W \quad (3-15)$$

従来型の アダプティブシステムが 妨害方向に 又れを作る目的で 出力電力  $E[y^2]$  の 最小化を行なったのと同様、その又れを平坦にするためには  $E[\dot{y}^2]$  を 最小化する操作を必要とし、これを併せて 適用した 新しいシステムを 複合フィードバックシステムと呼ぶ。この場合の アルゴリズムは 従来のアルゴリズムに 微分量を加え 次式のようになる。

$$W(m+1) = P[W(m) - \mu\{X(m)y(m) + \xi^2 \dot{X}(m)\dot{y}(m)\}] + P \quad (3-16)$$

ここに  $\xi$  は 微分入力と 実入力の 混合比である。  $\xi$  は 任意に選定 できるが 正の実数と 限定し 後に その適正值について 論じる。

この 複合フィードバックシステムの ブロック図を 図3-7に示す。微分入力と 実入力の 和 及び それらの出力の 和の積  $(X(m) + \dot{X}(m))(y(m) + \dot{y}(m))$  は  $X(m)\dot{y}(m)$  と  $\dot{X}(m)y(m)$  という 相互相関項を生じるため、図のように  $X(m)y(m)$  ,  $\dot{X}(m)y(m)$  という 積を それぞれ 単独の演算として 行なう必要がある。さらに この微分入力  $\dot{X}$  は 次式のように 所望信号成分と 妨害波成分の微分入力に 分解できる。

$$\dot{X} = \dot{S} + \dot{B} \quad (3-17)$$

ここに、

$$\dot{S} = DS \quad (3-18)$$

$$\dot{B} = DB \quad (3-19)$$

である。  $\dot{B}$  という微分入力ベクトルは 微分出力中の妨害波成分である  $\dot{B}^T \bar{W}$  を除去し、広帯域妨害波のスペクトルの中心にフラットヌルを作る働きをする要素であり、さらに加えて (3-18) のアルゴリズムのフィードバック要素に含まれる  $\dot{S}$  は これに対する出力電力を最小化することにより 所望信号方向のパターンの勾配を平坦にする作用がある。このため、複合フィードバックアルゴリズムは、急速な広帯域妨害波の除去に加えて、所望信号の通過特性を平坦にするという作用がある。

## 5 節 広帯域ヌル生成過程

文献[67]に示された方向拘束付アダプティブアレイの解析法を応用して、複合フィードバックシステムの過渡動作の解析を行なう。この解析法はすべて期待値による動作を評価するため、(3-16)のアルゴリズムの期待値をとり、(2-49)を用いると

$$\begin{aligned} E[W_{(m+1)}] &= E[W_{(m)}] - \mu P \hat{R}_{xx} P E[W_{(m)}] \\ &\quad - \mu P \hat{R}_{xx} F \end{aligned} \quad (3-20)$$

ここに

$$\begin{aligned} \hat{R}_{xx} &= E[X X^*] + \xi^2 E[\dot{X} \dot{X}^*] \\ &= R_{xx} + \xi^2 D R_{xx} D \end{aligned} \quad (3-21)$$

である。(3-21)の第1項は実入力の相関行列。第2項は微分  
入力の相関行列に対応する。 サンプル値制御におけるサンプル間隔を  
 $T_s$  とすれば (3-20)は

$$\frac{\{E[W(m+1)] - E[W(m)]\}}{T_s} + \frac{\mu}{T_s} P \hat{R}_{xx} P E[W(m)] \\ = - \frac{\mu}{T_s} P \hat{R}_{xx} F \quad (3-22)$$

となる。 $\mu/T_s$ は単位時間当たりの ステップサイズ フォーフィードバック  
利得であり、これを  $\rho$  とし、さらに  $T_s$  を 零に 漸近 させることに  
よ、次のような 連続のベクトル微分方程式に 帰着 させる。

$$\frac{d}{dt} W(t) + \rho P \hat{R}_{xx} P W(t) = -\rho P \hat{R}_{xx} F \quad (3-23)$$

ここで 入射波の帯域は アレイの 開口に 比べれば、充分狭帯域で  
あると考え、 所望信号、妨害波 に対して 複素包絡線による記述を  
行なう。 それらの振幅を それぞれ  $\sqrt{2P_s}$ ,  $\sqrt{2P_b}$  と する。

また 位相ベクトルは それぞれ

$$\underline{Z}_s^T = (Z_{s1}, Z_{s2}, \dots, Z_{sk}) \quad (3-24)$$

$$\underline{Z}_b^T = (Z_{b1}, Z_{b2}, \dots, Z_{bk}) \quad (3-25)$$

とする。 二に

$$Z_{sk} = \exp(jd_k \psi_s) \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (3-26)$$

$$Z_{bk} = \exp(jd_k \psi_b) \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (3-27)$$

二に、  $\psi_s$ ,  $\psi_b$  は (3-5)に より 与えられる 素子間の位相差であり、

サフィックスの  $S$  または  $b$  は それぞれ 所望信号、妨害波に関する量であることを示す。  $(z-10) (3-21) (3-24) (3-25)$  を用いると、 $\hat{R}_{xx}$  は次のように表わされる。

$$\begin{aligned} \hat{R}_{xx} = & P_r U + P_s Z_s Z_s^* + P_b Z_b Z_b^* + \xi^2 (P_r D D \\ & + P_s D Z_s Z_s^* D + P_b D Z_b Z_b^* D) \end{aligned} \quad (3-28)$$

明らかに  $\hat{R}_{xx}$  は エルミート 行列である。 所望信号は 拘束条件に適合する 入力であるから、その位相 ベクトル  $Z_s$  は  $C$  に一致する。

$$Z_s = C \quad (3-29)$$

さらに、 $C, Z_s, Z_b$  の 定義より

$$C^* C = Z_s^* Z_s = Z_b^* Z_b = K \quad (3-30)$$

$$C^* D C = Z_s^* D Z_s = Z_b^* D Z_b = 0 \quad (3-31)$$

$$C^* D D C = Z_s^* D D Z_s = Z_b^* D D Z_b = \sum_{k=1}^K d_k^2 \quad (3-32)$$

である。これらの関係と  $(2-80)$  の  $P$  により  $P \hat{R}_{xx} P$  が求められる。

$$\begin{aligned} P \hat{R}_{xx} P = & P_r (U - \frac{1}{K} C C^*) + P_b [Z_b Z_b^* + A_{cb} C C^* \\ & - A_{cb} (Z_b C^* + C Z_b^*) + \xi^2 \{ D Z_b Z_b^* D \\ & - B_{cb}^2 C C^* - (B_{cb} C Z_b D + B_{cb} D Z_b C^*) \}] \end{aligned} \quad (3-33)$$

$P_b$  が  $P_s, P_r$  に比べ かなり大きいとして  $D$  の 項のついて  $P_s, P_r$  に関する項は 省略した。 また  $A_{cb}, B_{cb}$  は 次式で与えられる。

$$A_{cb} = \frac{C^* Z_b}{K} \quad (3-34)$$

$$B_{cb} = \frac{C^* D Z_b}{K} \quad (3-35)$$

$A_{cb}$  は主ビームを拘束方向に向けた等励振のフェイズドアレイの妨害波方向の応答値を、 $B_{cb}$  は同様に  $\alpha_2$  に対する重み付けをかけたフェイズドアレイの応答値を表わす。

(3-33) の  $P\hat{R} \times P$  はエルミートであるから互いに直交する  $K$  個の固有ベクトルとそれに対して  $K$  個の負でない固有値を持つ。そのうち簡単に次のような固有ベクトル、固有値が決定できる。

$$G_1 = \mathbb{C} \quad (3-36)$$

$$\lambda_1 = 0 \quad (3-37)$$

さらにその他の固有ベクトル、固有値は  $\mathbb{C}$ ,  $\mathbb{R}b$ ,  $\mathbb{D}\mathbb{R}b$  の線形結合により求められ、

$$G_2 = \frac{\mathbb{C}}{\lambda_2} + \frac{-\{\alpha_2(\alpha_3 - \alpha_6) - 2\alpha_1\alpha_4\} - \alpha_2\sqrt{(\alpha_3 - \alpha_6)^2 + 4\alpha_4\alpha_5}}{2\{\alpha_1^2\alpha_4 - \alpha_2^2\alpha_5 - \alpha_1\alpha_2(\alpha_3 - \alpha_6)\}} \mathbb{R}b \\ + \frac{-\{\alpha_1(\alpha_3 - \alpha_6) + 2\alpha_2\alpha_5\} + \alpha_1\sqrt{(\alpha_3 - \alpha_6)^2 + 4\alpha_4\alpha_5}}{2\{\alpha_1^2\alpha_4 - \alpha_2^2\alpha_5 - \alpha_1\alpha_2(\alpha_3 - \alpha_6)\}} \mathbb{D}\mathbb{R}b \quad (3-38)$$

$$G_3 = \frac{\mathbb{C}}{\lambda_3} + \frac{-\{\alpha_2(\alpha_3 - \alpha_6) - 2\alpha_1\alpha_4\} + \alpha_2\sqrt{(\alpha_3 - \alpha_6)^2 + 4\alpha_4\alpha_5}}{2\{\alpha_1^2\alpha_4 - \alpha_2^2\alpha_5 - \alpha_1\alpha_2(\alpha_3 - \alpha_6)\}} \mathbb{R}b \\ + \frac{-\{\alpha_2(\alpha_3 - \alpha_6) + 2\alpha_2\alpha_5\} - \alpha_1\sqrt{(\alpha_3 - \alpha_6)^2 + 4\alpha_4\alpha_5}}{2\{\alpha_1^2\alpha_4 - \alpha_2^2\alpha_5 - \alpha_1\alpha_2(\alpha_3 - \alpha_6)\}} \mathbb{D}\mathbb{R}b \quad (3-39)$$

$$\lambda_2 = \frac{\alpha_3 + \alpha_6 - \sqrt{(\alpha_3 - \alpha_6)^2 + 4\alpha_4\alpha_5}}{2} \quad (3-40)$$

$$\lambda_3 = \frac{\alpha_3 + \alpha_6 + \sqrt{(\alpha_3 - \alpha_6)^2 + 4\alpha_4\alpha_5}}{2} \quad (3-41)$$

ここに.

$$\alpha_1 = -A_{cb} \{P_r + K P_b (1 - A_{cb}^2)\} - \xi^2 K P_b A_{cb} B_{cb}^2 \quad (3-42)$$

$$\alpha_2 = -P_r B_{cb} + K P_b A_{cb}^2 B_{cb} - \xi^2 P_b B_{cb} (K B_{cb}^2 + \sum_{k=1}^K d_k^2) \quad (3-43)$$

$$\alpha_3 = P_r + K P_b (1 - A_{cb}^2) \quad (3-44)$$

$$\alpha_4 = -K P_b A_{cb} B_{cb} \quad (3-45)$$

$$\alpha_5 = \xi^2 K P_b A_{cb} B_{cb} = -\xi^2 \alpha_4 \quad (3-46)$$

$$\alpha_6 = P_r + \xi^2 P_b (K B_{cb}^2 + \sum_{k=1}^K d_k^2) \quad (3-47)$$

である。ウェイトベクトルの初期値として、固有ベクトルである  $C$  に対応する  $F (= \frac{C_c}{K} \bar{H}_c)$  を採用することにより、(3-23)のベクトル微分方程式の解は上記の3個の固有値・ベクトルによって記述され、次式のように求められる。

$$\begin{aligned} W(t) = & \frac{C_1}{K} - \frac{1}{\lambda_2} \{1 - \exp(-g \lambda_2 t)\} \frac{C_2^* (\hat{P} \hat{R}_{xx} F)}{C_2^* C_2} C_2 \\ & - \frac{1}{\lambda_3} \{1 - \exp(-g \lambda_3 t)\} \frac{C_3 (\hat{P} \hat{R}_{xx} F)}{C_3^* C_3} C_3 \quad (3-48) \end{aligned}$$

このようにウェイトベクトルは指数関数的な過渡応答を示す。

電磁環境と混合比  $\xi$  により決定される  $\hat{P} \hat{R}_{xx} \hat{P}$  の固有値  $\lambda_2$  及び  $\lambda_3$  と、フィードバック利得である  $g$  との積がその時定数を決定する。

## 6節 複合フィードバックの最適パラメータ

従来型のアダプティブアレイは 広帯域妨害波に対して シャープなリ  
 ンクは 迅速に作るが、帯域全体を除去するために そのリ  
 ンクに平坦にする動作は、入力相関行列の小さい固有値に起因する時定数の  
 長さのために 極めて 遅い。 複素システムのフラットリ  
 ンクは 混合比  $\xi$  に依存する。 後に最適な  $\xi$  の値によって 従来の  
 アダプティブアレイが シャープなリ  
 ンクを作るのと同等の 速さで フラットリ  
 ンクを作る例を示す。 本節では 迅速なフラットリ  
 ンクを作るために 微分  
 入力と実入力の混合比の最適値を導出する。 (3-42)において  
 ウェイトは 2個の時定数  $\frac{1}{2\lambda_2}$ ,  $\frac{1}{2\lambda_3}$  に従って変化する。  
 この過渡現象が 同時に終了することが最適であると考える。  
 $\lambda_2 = \lambda_3$  がその条件として上げられるが (3-40)(3-41)の  
 ように平方根の項が存在するから 等しくはならない。 そのため  $|\lambda_2 - \lambda_3|$  を  
 最小とする  $\xi$  を最適値と決め (3-40) ~ (3-47) を用いると、 $\xi_{opt}$  が  
 求められる。

$$\xi_{opt} = \frac{\sqrt{K\{KBcb^2(2-Acb^2) + 2\sum_{k=1}^K d_k^2(1-Acb^2)\}}}{\sqrt{2}(KBcb^2 + \sum_{k=1}^K d_k^2)} \quad (3-49)$$

後に示すシミュレーションの例では 4素子、半波長等間隔 リニアアレイを  
 採用する。 このとき  $K=4$ ,  $\sum_{k=1}^K d_k^2 = 5$  である。 (3-49)の  $\xi_{opt}$  は  
 $Acb$  と  $Bcb$  に依存し、これらの値は 妨害波の入射角に依存するため

$\xi_{opt}$  は一概に決定出来ないことになる。しかし、妨害波の入射角を  
プレイパターンの主ビーム以外に限定するという妥当な条件を付けると、

$|A_{cb}| < 0.25$ ,  $|B_{cb}| < 0.35$  に限定される。従ってその条件のもとでは  
 $\xi_{opt}$  は どのような妨害波入射角に關しても 次のように狭い範囲に限定  
される。

$$0.82 < \xi_{opt} < 0.99 \quad (3-50)$$

このため  $\xi_{opt}$  を (3-50) の範囲のほぼ中心に固定しても、誤差は  
小さい。 $\xi_{opt}$  を次のように決定する。

$$\xi_{opt} = 0.9 \quad (3-51)$$

次に (3-50) の最適範囲以外の  $\xi$  の値における アダプティブプレイの  
動作を論じよう。今、 $\xi$  の範囲を次のように定める。

$$\xi < 0.7 \quad (3-52)$$

$$1.2 < \xi \quad (3-53)$$

ここで以後の議論の簡単化のために近似を導入する。妨害波  
電力  $P_b$  が 所望電力  $P_s$  又は 内部雑音電力  $P_n$  に比べ かなり  
大きい場合には (3-40)(3-41) の  $\alpha_4 \alpha_s$  を省略できる。さらに  
 $P_n$  の項を省略すると、 $\lambda_2, \lambda_3$  は

$$\lambda_2 \cong K P_b (1 - A_{cb}^2) \quad (3-54)$$

$$\lambda_3 \cong \xi^2 P_b (K B_{cb}^2 + \sum_{k=1}^K \alpha_k^2) \quad (3-55)$$

となる。これによつて  $\lambda_2$  は  $\xi$  に依存せず、 $\lambda_3$  は  $\xi^2$  に比例して



時定数を決定することになる。フラットヌルの生成過程は実入力と微分入力に対する除去過程である  $(\Sigma_b + \xi D \Sigma_b)^* W(t)$  の過渡現象により論じることが出来る。  $A_{cb}, B_{cb}$  の制限と前述の近似を用いると  $\xi$  が極端に大きくない場合には  $\Sigma_b G_2$  と  $\xi D \Sigma_b G_2$  とは前者が  $\Sigma_b G_3$  と  $\xi D \Sigma_b G_3$  とは後者が卓越するため全体としては次のように近似される。

$$\begin{aligned}
 (\Sigma_b + \xi D \Sigma_b)^* W(t) &= \frac{1}{K} \left[ \Sigma_b^* C + \xi (D \Sigma_b)^* C \right] \\
 &\quad - \frac{1}{\lambda_2} \{ 1 - \exp(-g \lambda_2 t) \} \frac{G_2^* (P \hat{R}_{xx} F)}{G_2^* G_2} \Sigma_b^* G_2 \\
 &\quad - \frac{1}{\lambda_3} \{ 1 - \exp(-g \lambda_3 t) \} \frac{G_3^* (P \hat{R}_{xx} F)}{G_3^* G_3} \xi (D \Sigma_b)^* G_3
 \end{aligned}
 \tag{3-56}$$

$\Sigma_b$  と  $D \Sigma_b$  の除去過程がそれぞれ時定数  $1/(g \lambda_2), 1/(g \lambda_3)$  に支配することが示されている。パターン2のヌルを作る  $\Sigma_b$  の除去過程を支配する  $\lambda_2$  は (3-54) のように  $\xi$  とは独立な量であり、従来のアダプティブアレイの解析結果<sup>[67]</sup> に一致する。  $D \Sigma_b$  の除去過程を支配する  $\lambda_3$  は即ちヌルの平坦化の時定数を決定する要因であり、(3-55) のように直接  $\xi$  に依存する。  $\lambda_2, \lambda_3$  の相対関係は (3-52) (3-53) に対応して、それぞれ

$$\lambda_3 > 2.0 \lambda_2 \tag{3-57}$$

$$\lambda_3 < 0.5 \lambda_2 \tag{3-58}$$

である。 (3-56) により、ヌルの生成過程に比べてその平坦化が

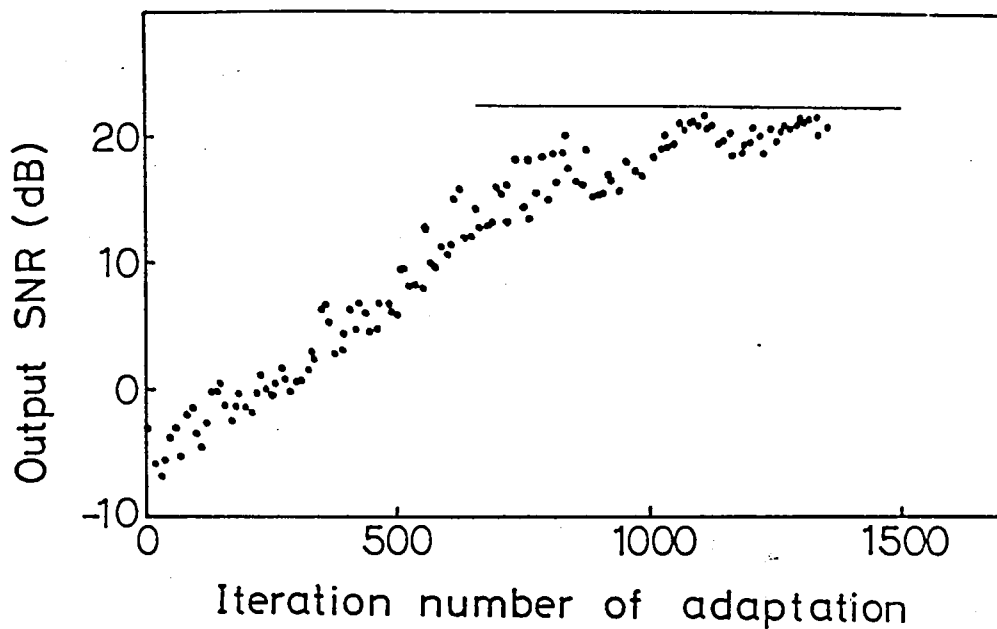
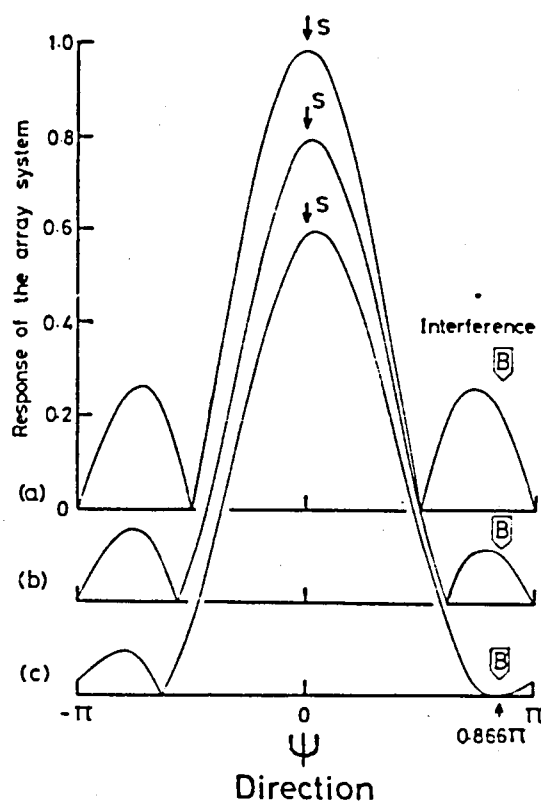


図 3-8 (i)  $60^\circ$  から入射する 10% 広帯域妨害波に対する複合フィードバックアダプティブアレイの出力 SN 比学習特性

妨害波平均振幅 10, 所望波振幅 1, 内部雑音電力 0.01  
ステップサイズ  $\mu = 2 \times 10^{-5}$ , 複合入力混合比  $\xi = 0.9$



(a) 初期パターン  
(b) 250 iteration  
(c) 1250 iteration

図 3-8 (ii) 広帯域妨害波に対する複合フィードバックアダプティブアレイの応答パターンの変化 ( $\xi = 0.9$ )

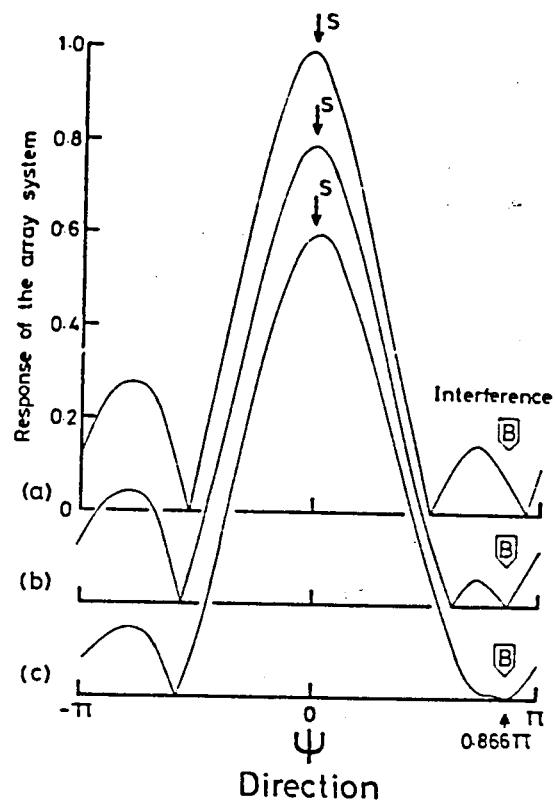


図 3-9 広帯域妨害波に対する複合ファットバック  
アダプティブアレイの応答パターン変化  
( $\xi = 0.3$ )

(a) 250 iteration

(b) 1250 iteration

(c) 4000 iteration

(3-57) の場合は遅れ. (3-58) の場合は進み過ぎることがわかる.

## 7節 複合フィードバックシステムのシミュレーション

複合フィードバックシステムの広帯域外来妨害波に対する改良された動作をシミュレーションにより示し. 従来型のアダプティブアレイと比較した. さらに. 複合フィードバックの混合比  $\xi$  の値による動作の違いを確かめた. また妨害波帯域に対する複合フィードバックシステムの導入効果を示す.

最適混合比  $\xi = 0.9$  による複合フィードバックシステムの2節に示した従来型のアダプティブアレイの例と同様の入力環境における最適化動作を 図3-8 に示す. (i) に示す SN比の改善効果は 図3-4 (i) に比較し 顕著に現われている. この最適化の過程を指向性パターンの推移により (ii) に示す. (a) は 初期パターン. (b) は 250 iteration を示し. 特に何の特徴も表わしていない収束途中である. (c) は 収束後の 1250 iteration を示し. フラットヌルが作られて妨害波の帯域全体にわたり低い応答を示すから. (i) のように 高い SN比が達成される.

次に 混合比  $\xi$  の値が最適値 0.9 付近からはずれた場合の複合フィードバックシステムの動作をシミュレーションで示す. 図3-9 は  $\xi = 0.3$  におけるシミュレーションをパターンの変化により示す. この場合には

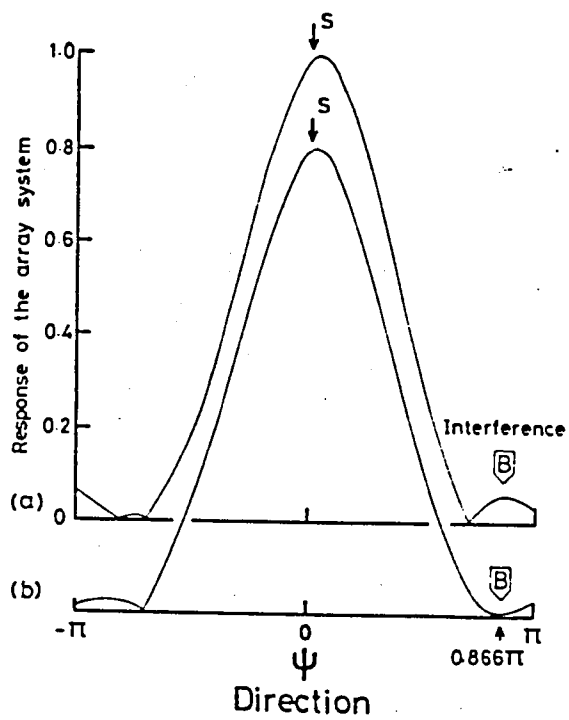


図 3-10 広帯域妨害波に対する複合フィードバック  
アダプティブ・アレイの応答パターンの変化  
( $\xi = 2.0$ )

(a) 250 iteration

(b) 1250 iteration

(3-53) (3-54) の示すように  $\xi$  が小さいため入力が小さく、従って  
フィルの平坦化が遅れ、実際には約10倍の時間 (8000 iteration)  
を要する。従って 250 iteration である (a) は シェアフィルのみが近づく  
様子を示し、(b) の 1250 iteration では フィル生成のみが達成されている。  
(c) は 4000 iteration を示し、ややフィルの平坦化が見られずまだ  
達成されていない。

図3-10 は 前例とは逆に  $\xi$  が大きい場合の例である。  $\xi = 2.0$  に  
より、フィルの平坦化が フィル生成に比べ 約5倍 速く進行する。  
前例と同様 (a) は 250 iteration 後の フィルを示し、妨害波方向  
に対し、フィルの平坦化のみ達成されている様子が示される。(b) の  
1250 iteration では フィルが作られ 図3-8 (ii) (c) のようなフラットフィルに  
なっているように見える。しかし、実際にはわずかに浮き上がって 妨害波に  
対する応答を生じ SN比は劣化する。これはフィルの平坦化の  
ための微分入力が大きすぎて 本来除去すべき実入力が軽視される  
という現象である。従って  $\xi$  の値は大きすぎた場合にも不都合が  
生じる。このように  $\xi$  の最適値 0.9 が適当な値であることが  
計算機シミュレーションによっても示された。

このように 広帯域妨害波に対する 複合フィードバックシステムの  
有効性を示した。次に その帯域について 2つのシステムに差が生じる  
限界を調べた。1%, 2%, 3% の妨害波比帯域について。

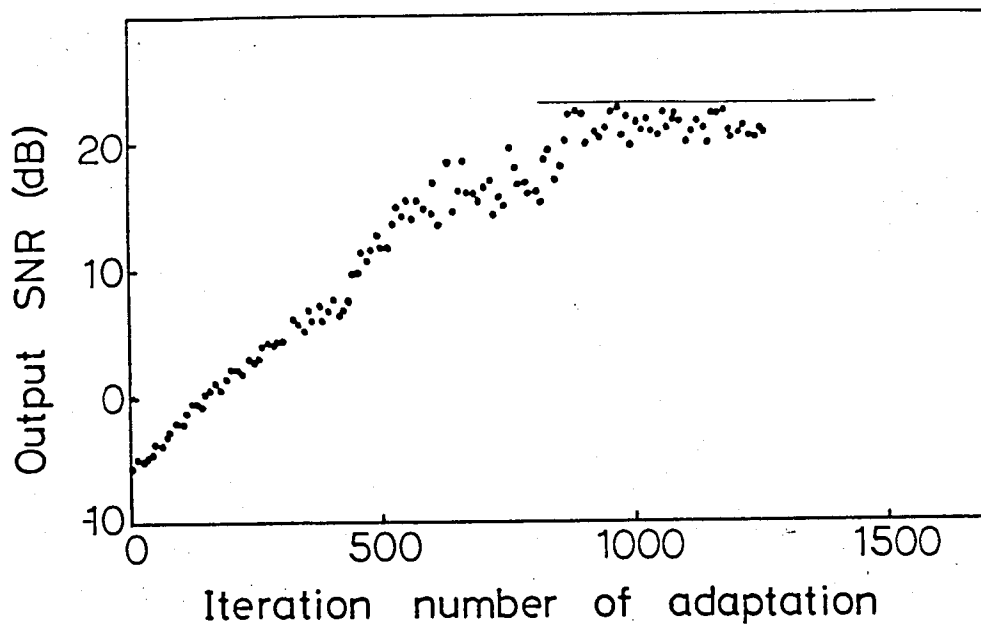


図 3-11 (i)  $60^\circ$  から入射する 1% 比帯域妨害波に対する  
従来型アダプティブアレイの出力 SN 比学習特性  
妨害波平均振幅 10, 所望波振幅 1, 内部雑音電力 0.0/  
ステップサイズ  $\mu = 2 \times 10^{-5}$

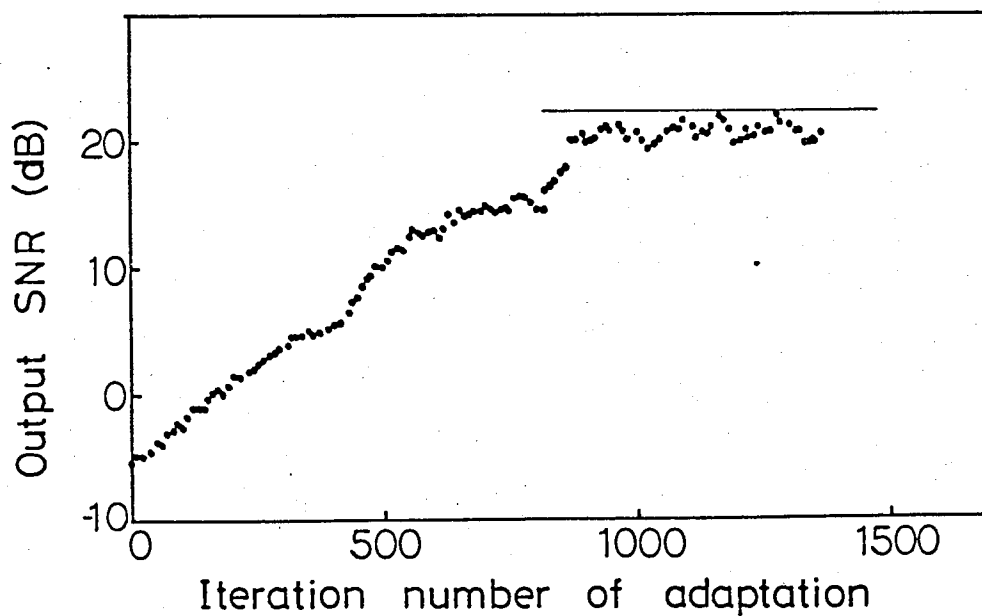


図 3-11 (ii)  $60^\circ$  から入射する 1% 比帯域妨害波に対する  
複合フィードバックアダプティブアレイの出力 SN 比学習特性  
妨害波平均振幅 10, 所望波振幅 1, 内部雑音電力 0.0/  
ステップサイズ  $\mu = 2 \times 10^{-5}$  複合入力混合比  $\xi = 0.9$

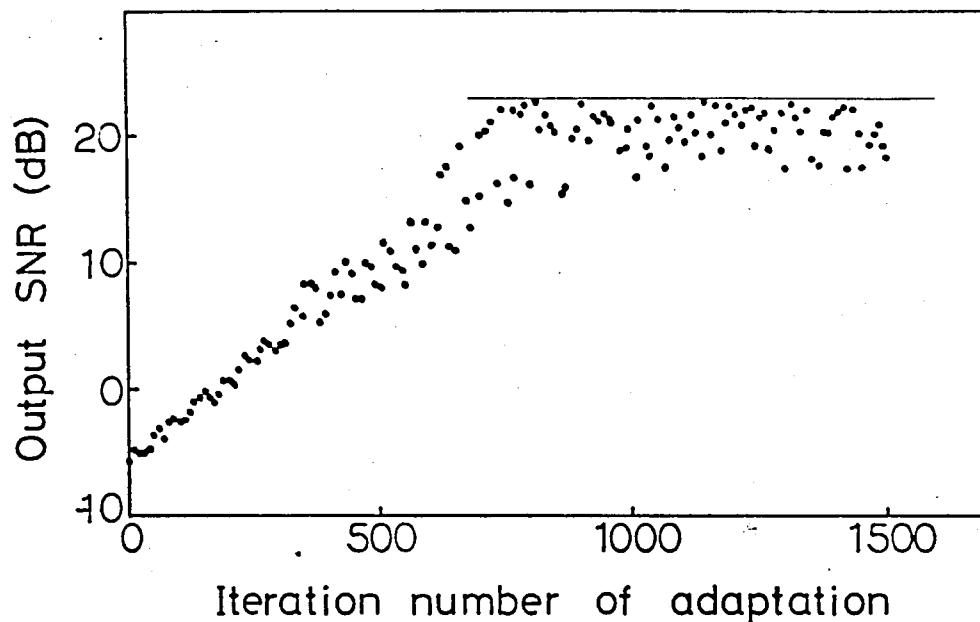


図 3-12 (i)  $60^\circ$  から入射する 2% 比帯域妨害波に対する  
従来型アダプティブアレイの出力 SNR 学習特性  
妨害波平均振幅 10, 所望波振幅 1, 内部雑音電力 0.0/  
ステップサイズ  $\mu = 2 \times 10^{-5}$

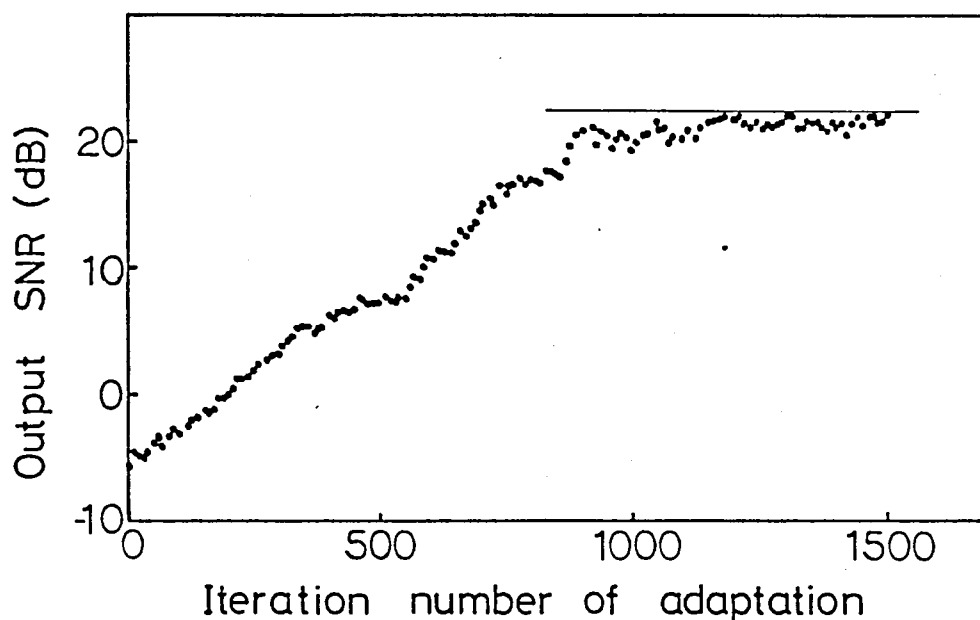


図 3-12 (ii)  $60^\circ$  から入射する 2% 比帯域妨害波に対する  
複合フィードバックアダプティブアレイの出力 SNR 学習特性  
妨害波平均振幅 10, 所望波振幅 1, 内部雑音電力 0.0/  
ステップサイズ  $\mu = 2 \times 10^{-5}$  複合入力混合比  $\xi = 0.9$



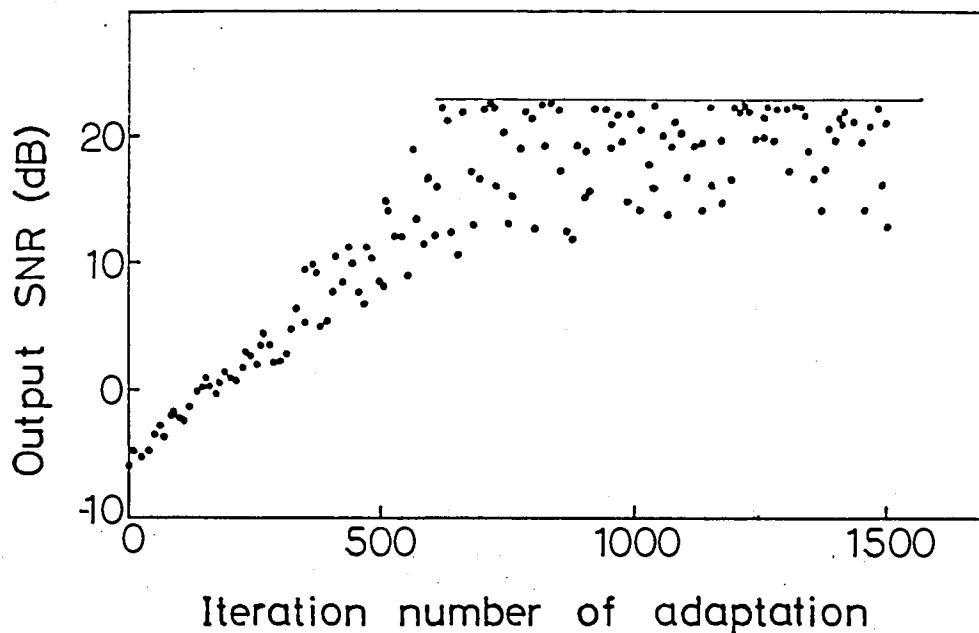


図 3-13 (i)  $60^\circ$  から入射する 3% 比帯域妨害波に対する  
従来型アダプティブアレイの出力 SNR 学習特性  
妨害波平均振幅 10, 所望波振幅 1, 内部雑音電力 0.0/  
ステップサイズ  $\mu = 2 \times 10^{-5}$

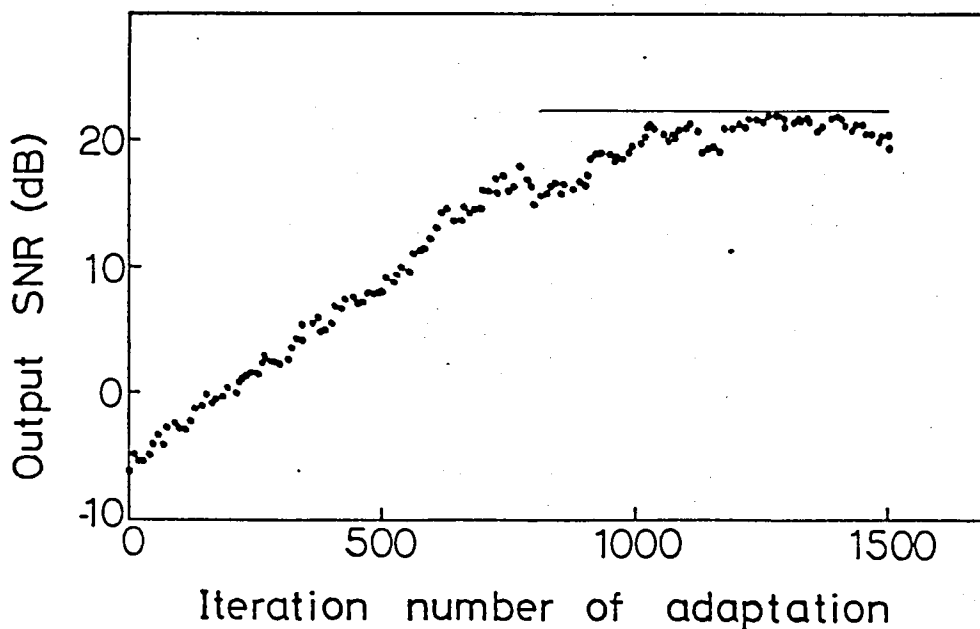


図 3-13 (ii)  $60^\circ$  から入射する 3% 比帯域妨害波に対する  
複合フィードバックアダプティブアレイの出力 SNR 学習特性  
妨害波平均振幅 10, 所望波振幅 1, 内部雑音電力 0.0/  
ステップサイズ  $\mu = 2 \times 10^{-5}$  複合入力混合比  $\xi = 0.9$

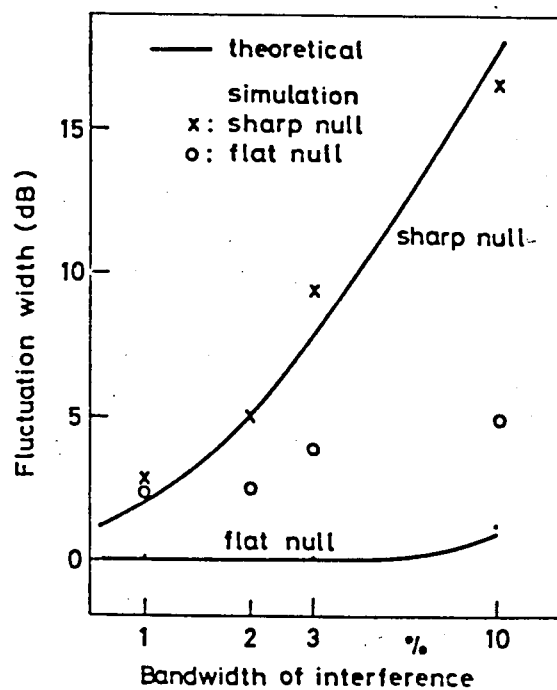


図 3-14 広帯域妨害波に対するシャープnull 又は  
フラットnull を対応させた場合の  
アダプティブアレイの出力SN比変動幅 (FW)

それぞれのシステムにおける SN比学習曲線を比較して 図3-11,  
 図3-12, 図3-13 に示す。広帯域 1% の場合には そのFWに  
 ほとんど差が生じなくなることが示されている。この広帯域とFWの関係は  
 図3-14 に示す。実線の特徴は それぞれ完全な シャープヌレ又は  
 フラットヌレにより推定されるFWの理論的な特性である。FWの理論  
 特性と シミュレーション結果の<sup>(19)</sup> 違いはフィードバック制御における  
 収束後にも、ウェイトが最適値のまわりで変動する(コントロールループノイズ)  
 ために生じる SN比の変動が このFWに含まれるために生じる。シャープ  
 ヌレの場合は、妨害波の広帯域性のために除去残り成分が卓越  
 するため、理論特性とシミュレーションが良く一致する。フラットヌレでは  
 理論特性が示すように 妨害波の広帯域性による除去残り成分は  
 小さく、シミュレーションではウェイトの変動によりFWが支配されるため、  
 図に示すようにFWが全体に増加している傾向を示す。このため  
 2つのシステムに差が生じる限界はシミュレーションでは1%であるが、  
 次章で述べるように コントロールループノイズを抑圧すれば より狭い  
 帯域まで 優劣分岐点の下ることになる。

## 8 節 結 言

フラットヌレによる広帯域妨害波除去を迅速に達成する目的で  
 考案された 複合フィードバックシステムについて 解析によりその

最適な動作パラメータを導き、シミュレーションによってその動作を  
確めた。フラットヌル法の効果はシミュレーションにおいて出力の  
SN比が示すように、その除去対象である妨害波の帯域幅に  
依存し、約1%以上の帯域幅に対し、従来のシャープヌルによる  
除去動作より優れていることが実証された。

## 第4章 平滑アルゴリズムによる定常特性の改善

### 1節 序 言

アダプティブアレイの制御形式としては、評価関数が二次形式であることから、最急降下法によるフィードバック制御が最も確実に速いとされ、各種の評価関数によるアルゴリズムがほとんどこれと採用している。フィードバック制御においては最適値への収束速度は連続系ではフィードバック利得に、離散系ではステップサイズに依存し、さらに収束後のシステムの定常特性、特にウエイトが最適値のまわりで変動するための理想状態からのずれもフィードバックに依存する。計算機シミュレーションやハードウェアの実験によれば過渡期における収束を速くするためにフィードバック利得を大きくすると定常特性が劣化するという現象がみられ、双方を同時に改善することは難しい。以前にその対応として過渡期と定常期においてステップサイズの値を切り換えることにより、速い収束と良好な定常特性を得るという可変ステップサイズ方式が提案された。<sup>[94]</sup>しかし、その切り換えタイミング、つまり収束の判定が問題であった。

アダプティブアレイの定常特性の解析はLMSE方式、MSN方式のアルゴリズムに関してはすでに報告されている。<sup>[58][19]</sup>本章では方向拘束式アダプティブアレイの定常特性の解析により定量的な評価を行ない、さらにこの解析に基づいて制御特性の改善法を提案する。

2節では方向拘束付出力電力最小化法に基づきアダプティブアレイの定常特性の解析を行なう。3節ではフィードバックエラーを取り除く平滑アルゴリズムを提案し、その改善度も導く。4節では以上の解析結果に基づき計算機シミュレーションにより方向拘束式アダプティブアレイの定常特性を評価し、平滑アルゴリズムによる改善効果を実証する。

## 2節 定常特性の評価

方向拘束式アダプティブアレイは2章に導いたように次のようなアルゴリズムにより制御される。

$$W(m+1) = P\{W(m) - \mu X(m)Y(m)\} + F \quad (4-1)$$

特に解析に際しては、ウェイトが常に拘束空間内に存在するという条件より(2-49)により簡単な形式に書き換えられる。

$$W(m+1) = W(m) - \mu P X(m)Y(m) \quad (4-2)$$

これは(2-44)に対して相関行列  $R_{xx}$  を瞬時値  $X(m)X(m)^T$  で置き換えた式になっている。ここに次のように  $\Delta(m)$  を定義する

$$\Delta(m) = X(m)Y(m) \quad (4-3)$$

$\Delta(m)$  は  $m$  番目のサンプリングにより得られる瞬時値  $X(m)$  と  $Y(m)$  を用いて作られるフィードバック量である。 $P$  はウェイトが拘束空間から離脱しないようにフィードバック量を拘束空間に投影する作用行列である。

実際のアルゴリズムでは フィードバック量  $\Delta(m)$  は 瞬時値に  
よって作られているが、理論的には 次式で表わされる期待値  $E[\Delta(m)]$  を  
用いるのが正しい。

$$\begin{aligned} E[\Delta(m)] &= E[X(m) \cdot y(m)] \\ &= E[X(m) \cdot X(m)^T] W(m) \end{aligned} \quad (4-4)$$

(4-4) は ウェイトが  $W(m)$  という値をとった時の 期待される フィード  
バック量を表わす。各入力信号や内部雑音の フィードバック制御の  
収束に要する時間程度においては 定常過程であると思えば (4-4) は  
次のように  $R_{xx}$  を用いて書き換えられる。

$$E[\Delta(m)] = R_{xx} W(m) \quad (4-5)$$

これは 2章で導いたように、評価関数である 出力電力の ウェイトに  
関する勾配ベクトルである。入力ベクトルを 各入射波成分に分解した  
形を採用すれば、(2-9) のように

$$X = S + B + N \quad (4-6)$$

である。ここに  $S$  は 所望信号、 $B$  は 妨害波、 $N$  は 内部雑音ベクトルで  
ある。所望信号ベクトル  $S$  は 拘束空間に直交するから その投影は  
零ベクトルである。

$$PS = 0 \quad (4-7)$$

入力相関行列  $R_{xx}$  もまた 各入力成分に分解され、(2-10) に  
定義したように。

$$R_{xx} = R_{ss} + R_{BB} + R_{NN} \quad (4-8)$$

特に、内部雑音はタフ・間で独立である（発生源が異なる）からその自己相関のみ有効で、 $R_{NN}$  は

$$R_{NN} = P_r U \quad (4-9)$$

である。ここに  $P_r$  は内部雑音電力である。 $R_{ss}$  に関しては、(4-7) 同様  $P$  の作用により零行列となる。

$$P R_{ss} = 0 \quad (4-10)$$

外来の妨害波が内部雑音に比べて充分強く、その到来方向と拘束方向とが極端に接近していない場合には、アダプティブアレイの達成する最適ウェイトにおいて、外来妨害波を完全に除去することが出来るため、式(4-10)が成立する。

$$R_{BB} W_{opt} = 0 \quad (4-11)$$

実システムのフィードバックに用いるフィードバック量  $\Delta(m)$  は、

フィードバックとしての真の方向を意味する期待値に誤差ベクトル  $E(m)$  が加わっていると考える。

$$\Delta(m) = E\{\Delta(m)\} + E(m) \quad (4-12)$$

とおく。ス章4節の収束条件の記述に用いたウェイトの偏移ベクトル  $V(m)$  を再び定義する。

$$V(m) = W(m) - W_{opt} \quad (4-13)$$

$E(m)$  と  $V(m)$  の定義により、方向拘束式アダプティブアレイのアルゴリズムで



ある (4-2) を 偏移ウエイト に関する式に書き換えると.

$$V(m+1) = V(m) - \mu P \{ E(\Delta(m)) + E(m) \} \quad (4-14)$$

となる. ここで 拘束空間に 投影された フィードバック量 に関して.

それぞれ,  $PE(\Delta(m))$ ,  $P\Delta(m)$  は (4-3) ~ (4-10) において

次のように 導出される.

$$\begin{aligned} PE(\Delta(m)) &= PR_{xx} \{ W_{opt} + V(m) \} \\ &= P_r P W_{opt} + P(R_{BB} + P_r U) V(m) \end{aligned} \quad (4-15)$$

$$\begin{aligned} P\Delta(m) &= P(S + B + IN)(S + B + IN)^T (W_{opt} + V(m)) \\ &= P(B_s + B_n + IN_s) + P IN IN^T W_{opt} + P(B + IN)(B + IN)^T V(m) \end{aligned} \quad (4-16)$$

ここに

$$S = S^T W_{opt} \quad (4-17)$$

$$n = IN^T W_{opt} \quad (4-18)$$

を定義する.  $S, n$  は それぞれ 最適ウエイト によって 受信した 所望信号 出力, 内部雑音出力である. ここで (4-16) の 期待値 を とることにより

その 第2, 第3項の和が (4-15) に一致し. しかも. 収束後の 定常状態 では 妨害波が 除去され, 内部雑音も, 小エィンから ほとんど 零 になる. つまり 期待値動作では, フィードバック量が 零 になるところで 収束することになる. しかし. 実際には フィードバックに 用いる (4-16) の  $P\Delta(m)$  は 定常状態では 零で なければならぬが. その 第1項が 誤差として

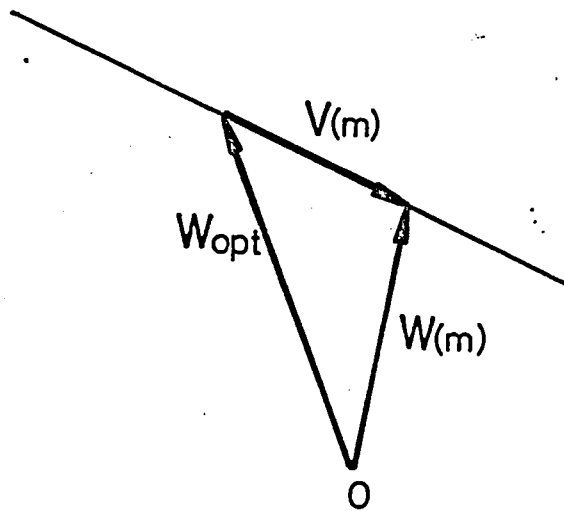


図4-1 拘束空間に平行な  $V$  ベクトル

残り. その値は 第2. 第3項に比べて かなり小さいために 収束後の  
フィードバック量全体が 誤差を 与えると 近似しても かわらない.

従って

$$P\Delta(m) = PE(m) \quad (4-19)$$

である.

拘束空間 に 投影した 入力の 相関行列  $PR \times P$  に対して 次式の  
ように 直交変換 を 定義する.

$$PR \times P = Q \Lambda Q^{-1} \quad (4-20)$$

$\Lambda$  は  $PR \times P$  の 固有値対角行列.  $Q$  は 固有ベクトル行列である.

固有ベクトルは すべて 独立であるため.  $Q$  の 次数 が その 子 階数 であり  
行列式が 零でないために その 逆行列  $Q^{-1}$  は 存在する. さらに.

$Q$  は 次のような コ=タリ性 を 持つように 選定出来る.

$$Q^{-1} = Q^T \quad (4-21)$$

次に, この  $Q^{-1}$  を 用いて  $Q^{-1}P$  という 変換 を (4-12)(4-13)に  
定義した  $E(m), IV(m)$  に 施し. 次式のような  $\hat{E}(m), \hat{IV}(m)$  を  
定義する.

$$\hat{E}(m) = Q^{-1}P E(m) \quad (4-22)$$

$$\hat{IV}(m) = Q^{-1}P IV(m) \quad (4-23)$$

$W_{opt}$  は 拘束条件を 満たしており.  $IV(m)$  も 常に 拘束条件を  
満足するように 動くが (4-13)の  $IV(m)$  は. 図 4-1 の ベクトル  
図 が 示すように 拘束空間 に 平行な ベクトル である. 従って

$V(m)$  に拘束空間に 対する 投影行列  $P$  を作用させても変化しない。

$$P V(m) = V(m) \quad (4-24)$$

が 成り立つ。変換された フィードバックエラーベクトル  $\hat{E}(m)$  の  
自己相関行列  $\text{cov}[\hat{E}(m)]$  は (4-3) (4-19) ~ (4-24) と

$Q$  の性質、 $P$  の対称性 さらに定常状態においては出力  $y$  の中より  
妨害波成分が除去されており。また  $PX$  中には  $S$  成分が存在  
しないため、 $y$  と  $PX$  とは無相関であるという状況のもとに導き出され

$$\begin{aligned} \text{cov}[\hat{E}(m)] &= E[\hat{E}(m) \hat{E}(m)^T] \\ &= E[Q^{-1} P X y y^T (P X)^T Q] \\ &= P_{\min} \Lambda \end{aligned} \quad (4-25)$$

となる。ここに  $P_{\min}$  は 出力電力最小化によって達成される理想最小  
出力電力であり、拘束条件によって残る 所望信号成分 (4-17) と  
内部雑音成分  $n$  (4-18) とによって構成される。

$$\begin{aligned} P_{\min} &= E[y^2] \\ &= E[(S+n)^2] \end{aligned} \quad (4-26)$$

フィードバック量の期待値 (4-15) は 内部雑音による項が 偏移  
ベクトル  $V(m)$  による 妨害波の 消し残りにくらべ小さいとすれば  
 $PE[\Delta(m)]$  は 直接  $V(m)$  に依存し、次式のように表わせる。

$$PE[\Delta(m)] = P R_{xx} V(m) \quad (4-27)$$

これを (4-14) のアルゴリズムに代入し、さらに  $Q^{-1}P$  の変換を施すと、

$$\hat{V}_{(m+1)} = \hat{V}_{(m)} - \mu Q^{-1} P P R_{xx} \hat{V}_{(m)} - \mu Q^{-1} P P \hat{E}_{(m)} \quad (4-28)$$

となる。さらに次のような  $P$  の性質を用いると

$$P Q Q^{-1} \hat{V}_{(m)} = P Q \hat{V}_{(m)} \quad (4-29)$$

$$P P = P \quad (4-30)$$

(4-27) は次のように書き換えることが出来る。

$$\hat{V}_{(m+1)} = (\psi - \mu \Lambda) \hat{V}_{(m)} - \mu \hat{E}_{(m)} \quad (4-31)$$

フィードバックエラー  $\hat{E}_{(m)}$  はランダム成分が卓越し、 $\hat{E}_{(m)}$  と  $\hat{E}_{(m+1)}$  は無相関である。さらに  $\hat{E}_{(m-1)}$  によって作られる  $\hat{V}_{(m)}$  は  $\hat{E}_{(m)}$  とは無相関である。<sup>(56)</sup>  $\hat{V}_{(m)}$  と  $\hat{E}_{(m)}$  はおのおのの要素がそれぞれ直変化しているから  $\hat{V}_{(m+1)}$  の共分散行列は

$$\begin{aligned} \text{cov}[\hat{V}_{(m+1)}] &= E[\hat{V}_{(m+1)} \hat{V}_{(m+1)}^T] \\ &= (\psi - \mu \Lambda) E[\hat{V}_{(m)} \hat{V}_{(m)}^T] (\psi - \mu \Lambda) \\ &\quad + \mu^2 E[\hat{E}_{(m)} \hat{E}_{(m)}^T] \end{aligned} \quad (4-32)$$

となる。アダプテーション収束後の定常状態では統計量はすべて等しくなる。つまり

$$E[\hat{V}_{(m+1)} \hat{V}_{(m+1)}^T] = E[\hat{V}_{(m)} \hat{V}_{(m)}^T] \quad (4-33)$$

である。即ち (4-32) は (4-25) と (4-33) を用いて<sup>(56)</sup>

$$(\psi - \mu \Lambda) \text{cov}[\hat{V}_{(m)}] = \mu P_{\min} \quad (4-34)$$

である。2章4節に述べたフィードバックループの収束条件より

$\mu$  と  $\Lambda$  の最大の対角要素の積を  $\mu$  よりかなり小さく選ぶため

$\mu \wedge$  は  $2U$  に比べ、全体としてかなり小さく無視することが出来る。このため (4-34) は次のように近似される。

$$\text{cov}[\hat{V}(m)] = \frac{1}{2} P_{\min} U \quad (4-35)$$

$V(m)$  の共分散行列も (4-23) の逆変換によって次のように導かれる。

$$\text{cov}[V(m)] = \frac{1}{2} P_{\min} U \quad (4-36)$$

(4-36) は定常状態におけるウエイトの最適値からの偏移は各ウエイトについて独立であり、その分散はステップサイズと最小出力電力の積の半分であるという現象を表わしている。

次に以上の結果を用いて、出力電力の期待値、出力の SN 比の期待値及びその 90% 確率における下限を導出する。出力電力の期待値は各ステップにおいて

$$\begin{aligned} E[P_{\text{out}}] &= [W_{\text{opt}} + V(m)]^T R_{xx} [W_{\text{opt}} + V(m)] \\ &= W_{\text{opt}}^T R_{xx} W_{\text{opt}} + V(m)^T R_{xx} V(m) \\ &\quad + 2 W_{\text{opt}}^T R_{xx} V(m). \end{aligned} \quad (4-37)$$

であるが、前述のように  $V(m)$  は拘束空間に含まれるから  $S^T V(m) = 0$  である。また、(4-11) により  $R_{00} W_{\text{opt}} = 0$  であり、さらにランダム信号成分は微小量であるから (4-37) の第 3 項は

$$\begin{aligned} W_{\text{opt}}^T R_{xx} V(m) &= E[W_{\text{opt}}^T (S + N + U)(S + N + U)^T V(m)] \\ &= E[(s + u)(n + u)] \\ &\simeq 0 \end{aligned} \quad (4-38)$$

となる。ここには  $\mathbf{W}$  は ウェイト 偏位  $\mathbf{V}$  による 妨害波の 消し残り成分である。

(4-38) により (4-37) は 次式となる。

$$E[P_{out}] = P_{min} + \mathbf{W}_{(m)}^T \mathbf{R}_{xx} \mathbf{W}_{(m)} \quad (4-39)$$

第1項は 最通ウェイトにより実現される 外来妨害波成分の 除去エッジ  
最小出力、第2項は 定常状態において ウェイトが 最適値の まわりを  
ぶらつくために 生じる 雑音成分の 増加分であり。この原因として  
出力の SN比を 劣化させることになる。この量を  $P_{ex}$  とすれば

$$\begin{aligned} P_{ex} &= \mathbf{W}_{(m)}^T \mathbf{R}_{xx} \mathbf{W}_{(m)} \\ &= \dot{\mathbf{W}}_{(m)}^T \mathbf{A} \dot{\mathbf{W}}_{(m)} \\ &= \sum_{k=1}^{KL} \lambda_k \cdot \dot{v}_k^2(m) \end{aligned} \quad (4-40)$$

ここには、 $\lambda_k$  は 対角線行列の  $(k, k)$  要素、 $\dot{v}_k(m)$  は  $\dot{\mathbf{W}}_{(m)}$  の  
k番目の要素である。 $\dot{v}_k(m)$  の 期待値は 定常状態においては

(4-35) より  $\mu/2 \cdot P_{min}$  であるから  $P_{ex}$  の 期待値は

$$\begin{aligned} E[P_{ex}] &= \mu/2 \cdot P_{min} \sum_{k=1}^{KL} \lambda_k \\ &= \mu/2 \cdot P_{min} \cdot \text{trace}(\mathbf{P} \mathbf{R}_{xx} \mathbf{P}) \end{aligned} \quad (4-41)$$

(4-36)(4-41) は 収束速度を 上げるために ステップサイズ  $\mu$  を  
大きく 設定すれば 逆に 定常状態における ウェイトの 最適値からの 偏位の  
分散、及び それに伴う 妨害波成分の 消し残り電力は  $\mu$  に 比例して  
大きくなる。定常特性が 劣化することを示している。このような特性は  
LMS, MSN についても報告されており<sup>(56)(19)</sup>、LMS では 評価関数で

ある自乗誤差の理論的最小値  $\xi_{min}$  からの偏位の期待値は  $\mu \xi_{min} \cdot \text{trace}(R_{xx})$ , MSN では雑音電力の最小値  $P_n$  からの増加分は  $\mu' P_n \text{trace}(R_{NN})$  である。ここに  $\mu'$  は アナログフィードバック系のフィードバック利得、 $R_{NN}$  は雑音入力相関行列であり、いずれも (4-41) と同様に [ステップサイズ]  $\times$  [評価関数の最小値 (電力の次元)]  $\times$  [trace] の形式になっている。

ところで 所望信号、内部雑音の それぞれの最適ウェイトにおける出力電力を  $P_s, P_r$  とすれば SN比の最大値は

$$SNR_{max} = P_s / P_r \quad (4-42)$$

であるが、以上の様な解析結果によって (4-41) の雑音電力の増加が見込め SN比の期待値は 次式のように劣化する。

$$E[SNR] = \frac{P_s}{P_r + \mu/2 \cdot P_{min} \cdot \text{trace}(P R_{xx} P)} \quad (4-43)$$

(4-35) のランダム過程  $\dot{W}(m)$  を 平均値零の正規分布として、

平均値からの累積確率が 90% となる値を 最大偏位と考えれば 最大雑音増加電力は (4-41) の  $(1.645)^2$  倍となるから、定常状態における SN比の最小値は 90% の確率で次式で与えられる。

$$SNR_{90} = \frac{P_s}{P_r + 2.7 \cdot (\mu/2) \cdot P_{min} \cdot \text{trace}(P R_{xx} P)} \quad (4-44)$$



### 3節 平滑 アルゴリズム

瞬時値によるサンプリング制御においてはフィードバック量におけるランダム誤差は主に (4-4) の第1項中の  $N_s$  成分に由来しており、高周波回路で用いられるアナログコリレータを組み込んだシステムにおいては信号のエルゴード性を仮定すれば (4-4) のような期待値が時間平均によって得られるためフィードバックエラーが軽減される。しかし、アナログコリレータ (たとえば Double balanced mixer) 自体の特性 (直線性飽和特性) によってフィードバックループの動作が制限されるため、実際には入力の瞬時値をデジタル量に変換し、デジタルプロセッサにより相関を行なわせる方が好ましい。最近の技術革新をみれば、近い将来に高周波におけるデジタル信号処理が可能になり、その際には全デジタル信号によるアクティブアレイが作られることになる。従って、瞬時値サンプリングによるフィードバックエラーを軽減することが定常特性の改善に必要である。

瞬時値によるフィードバック量のランダムエラーを取り除くためにデジタル的に時間平均を得ることを企て、複数のサンプルの平均を用いる平滑アルゴリズムを考案した。すなわち第  $m$  ステップで得られたウェイト  $W(m)$  を固定し、次のステップまでの間に  $J$  回入力  $X$  と出力  $Y$  をサンプリングして、その積  $[X(m_j) \cdot Y(m_j) : j=1, 2, \dots, J]$  の平均 (4-53) を求める。

$$\Delta(m) = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J X(m_j) Y(m_j) \quad (4-45)$$

これを (4-3) のかわりに アルゴリズム (4-2) に対して用いる。

このような フィードバック による 誤差の 共分散行列は 瞬時値の場合と同様の手法により

$$\text{cov}[\hat{E}(m)] = \frac{1}{J} \cdot P_{\min} \Lambda \quad (4-46)$$

を得るから  $\hat{V}(m)$ ,  $V(m)$  の 共分散行列は

$$\begin{aligned} \text{cov}[\hat{V}(m)] &= \text{cov}[V(m)] \\ &= \frac{1}{J} \cdot \frac{\mu}{2} \cdot P_{\min} \cdot \mathbf{I} \end{aligned} \quad (4-47)$$

また、 $P_{ex}$ ,  $E[SNR]$ ,  $SNR_{90}$  はそれぞれ

$$P_{ex} = \frac{1}{J} \cdot \frac{\mu}{2} \cdot P_{\min} \cdot \text{trace}(P R_{xx} P) \quad (4-48)$$

$$E[SNR] = \frac{P_s}{P_r + \frac{1}{J} \cdot \frac{\mu}{2} \cdot P_{\min} \text{trace}(P R_{xx} P)} \quad (4-49)$$

$$SNR_{90} = \frac{P_s}{P_r + 2.7 \cdot \frac{1}{J} \cdot \frac{\mu}{2} \cdot P_{\min} \text{trace}(P R_{xx} P)} \quad (4-50)$$

となる。このように 瞬時値によるフィードバック量を  $J$  回平均することによって 定常時の変動が  $\frac{1}{J}$  に改善されるから 逆に  $\mu$  を  $J$  倍して 瞬時値 サンプルフィードバック の場合と同じ定常時の変動に対して 収束を速くすることもできる。この場合、反復計算回数 は  $\frac{1}{J}$  となるが、1 回の反復計算の所要時間は  $J$  回のサンプリングを考慮に入れて 次のように算定される。すなわち 1 回の  $X$  および  $Y$  のサンプリングと 積の演算に要する時間を  $T_a$ , アルゴリズム実行に要する時間を

$T_b$  とすると 瞬時値 サンプルの場合の 1 回の反復計算の所要時間は  $(T_a + T_b)$ ,  $J$  回の平滑化アルゴリズムの場合のそれは  $(JT_a + T_b)$  となる。前述のように、収束までの所要反復回数も後者が前者の  $\frac{1}{J}$  であるから、結局、収束時間の比は  $(T_a + T_b) / (T_a + T_b/J)$  となる。 $T_a, T_b$  の一例として、わけわけの研究室で 4 チャンネル 2 スタップの アダプティブアレイの実験にプロセッサとして用いている 16 ビットのマイクロコンピュータ LSI-11 と 12 ビットの A/D 変換器の場合には、

$T_a = 1.26 \text{ m sec.}$ ,  $T_b = 9.74 \text{ m sec.}$  であり、 $J=10$  とおくと前述の比は約 5 となる。すなわち、平滑化により、同じ定常特性に対して収束時間を  $\frac{1}{J}$  に改善できることになる。この改善比は、先の議論からみよらかなように、 $T_b$  が  $T_a$  に比べて大きいほど著しい。また  $J$  も大きい方がよいように見えるが、それに伴って大きくする  $J$  の値には収束条件を満たすべき限界があるためあまり大きくはできない。

#### 4 節 計算機シミュレーション

2 節において導かれた収束後に示す定常特性、即ち (4-43) による SN 比の期待値、(4-44) による 90% の確率での SN 比の下限をそれぞれのシミュレーション例に対応して推定し、実際にシミュレーションにより得られる出力 SN 比の学習特性と比較。

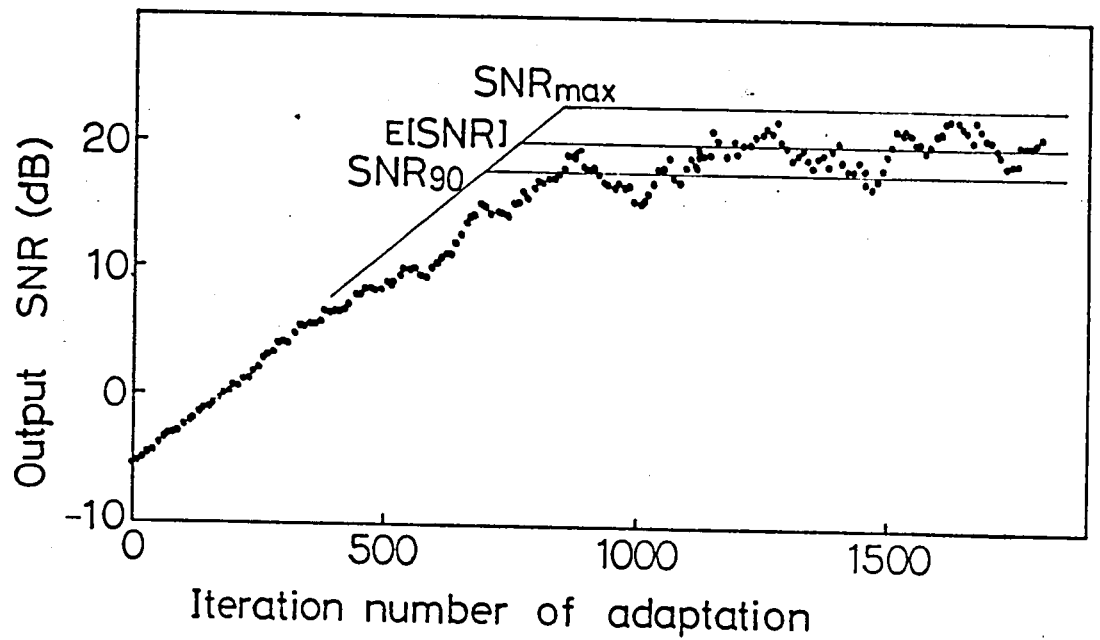


図 4-2  $60^\circ$  から入射する妨害波に対するアダプティブアレイの出力 SNR 学習特性と定常時にみける SNR 変動の推定値

所望信号振幅 1, 妨害波振幅 10, 内部雑音電力 0.01  
ステップサイズ  $\mu = 2 \times 10^{-5}$

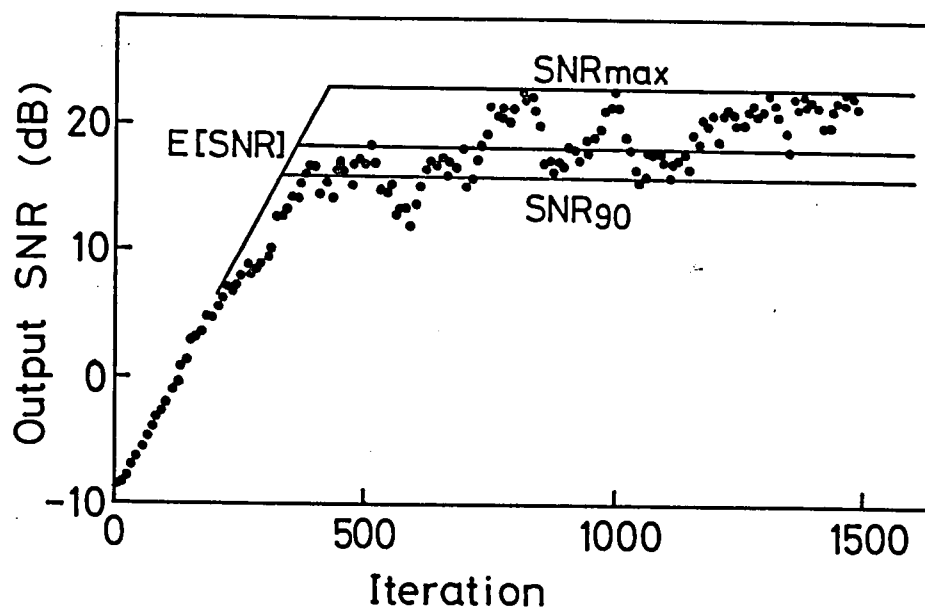


図4-3 4500Hz入射波に対するアダプティブアレイの  
出力SNR比学習特性と定常時におけるSNR変動の  
推定値

所望信号振幅1, 妨害波振幅10, 内部雑音電力0.01  
ステップサイズ  $\mu = 5 \times 10^{-5}$

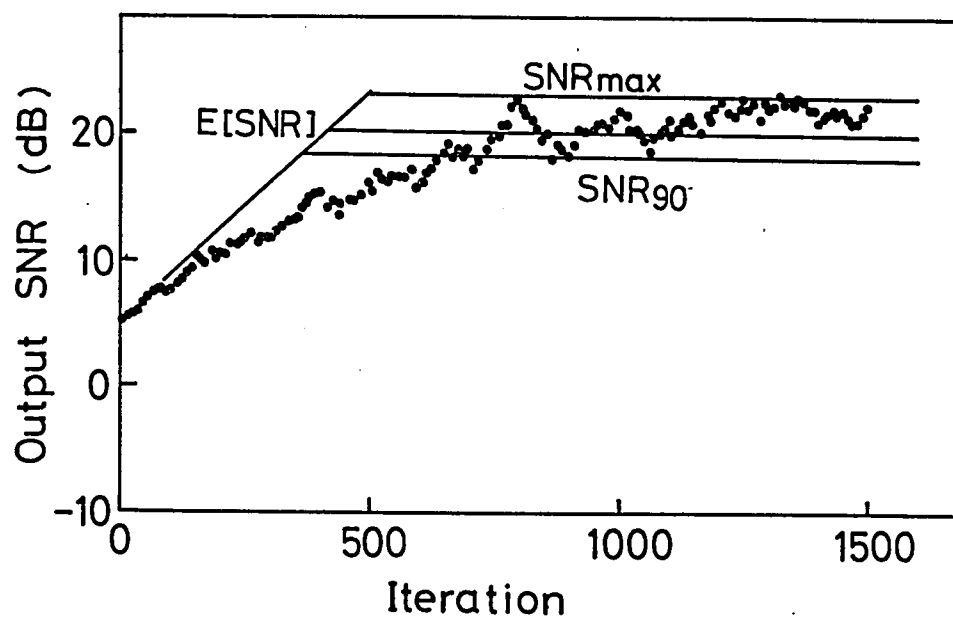


図 4-4 30° から入射する妨害波に対するアダプティブアレイの出力 SN 比学習特性と定常時における SN 比変動の推定値  
 所望信号振幅 1, 妨害波振幅 10, 内部雑音電力 0.0/  
 ステップサイズ  $\mu = 2 \times 10^{-5}$

検討する。はじめに 2章8節に示した典型的なシミュレーションの3例に対し検討する。

図4-2に妨害波が入射角 $60^\circ$ で入射する場合のSN比学習特性を示す。 $SNR_{max}$ ,  $E[SNR]$ ,  $SNR_{90}$ として示される実線がそれぞれSN比の最大値、期待値、90%下限値を表わす。初期状態から特性にまで至っている実線は文献[67]により導かれた過渡特性に従い、推定したSN比の収束特性を示す。ウェイトが指数関数的な収束特性を持つために出力のSN比を対数で表わせば直線的な収束特性を示す。収束後定常特性を評価するSN比の振動幅は推定された $SNR_{max}$ と $SNR_{90}$ とにより決定される範囲と良く一致する。図4-3、図4-4には妨害波入射角 $45^\circ$ ,  $30^\circ$ の場合を同様の形式で示す。入射角やステップサイズ $\mu$ が異なるためその過渡特性も異なり、収束後のSN比の振動幅も様々である。この2例についても前例同様SN比の推定値と実際の振動幅の良好な一致が確認される。ステップサイズ $\mu$ はアダプティブアレイの制御特性(収束特性、定常特性)に最も深い役割を果たすシステムパラメータである。この $\mu$ に関する現象を示すために、図4-2の例に対して $\mu$ のみを10倍に大きくしたシミュレーションを行った。図4-5にSN比学習曲線を示す。 $\mu$ は直接に収束速度を

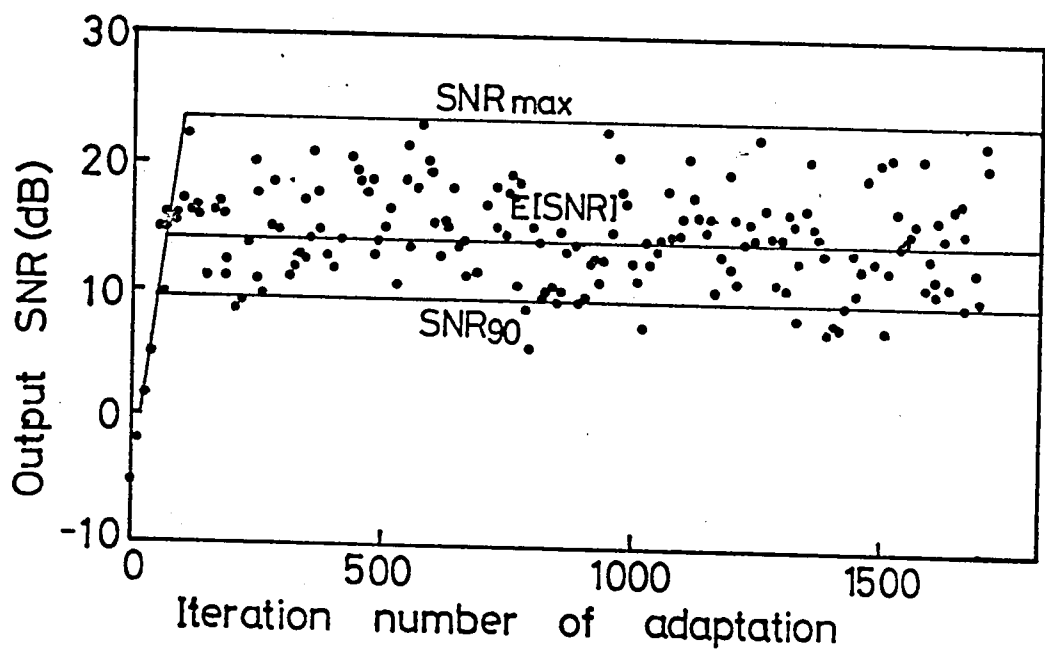


図4-5 大ステップサイズ・のフィードバック制御によるアダプティブ阵列の出力SN比学習特性と定常時におけるSN比変動の推定値  
ステップサイズ  $\mu = 2 \times 10^{-4}$  (図4-2の10倍)



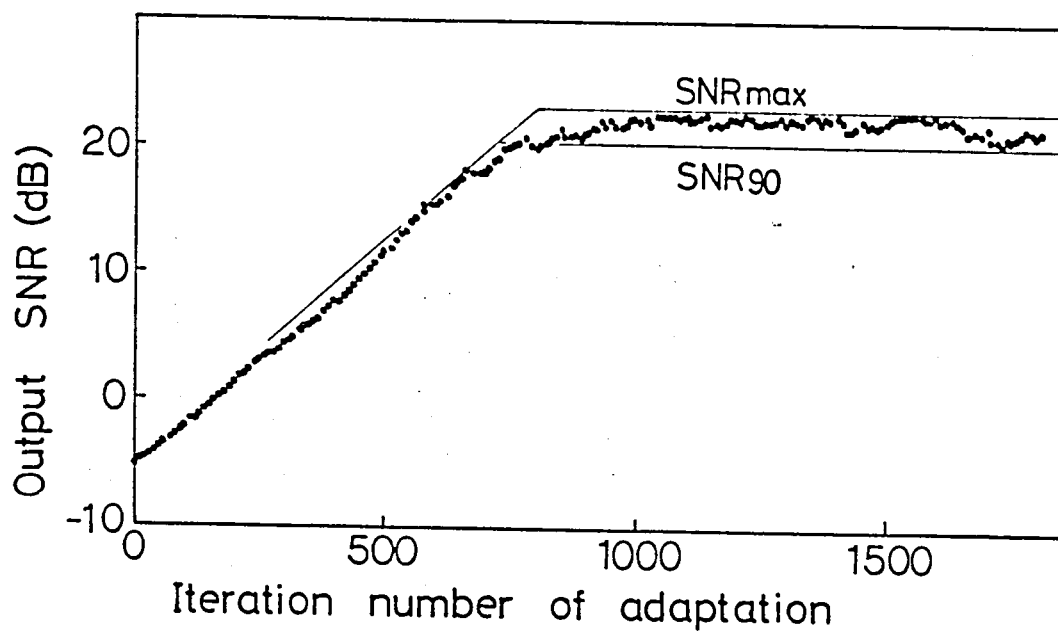


図4-6 平滑フィードバック ( $J=3$ ) によるアダプティブアレイの出力SN比  
学習特性 と SN比推定値 (図4-21に対応)

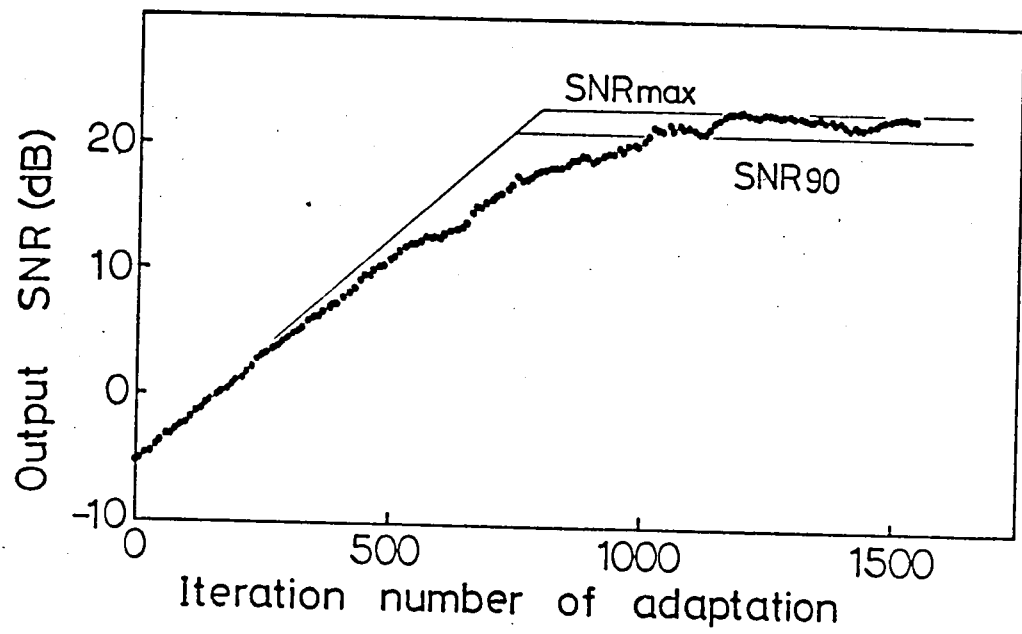


図4-7 平滑フィードバック ( $J=5$ ) によるアダプティブアレイの出力SN比学習特性とSN比推定値 (図4-2に对应)

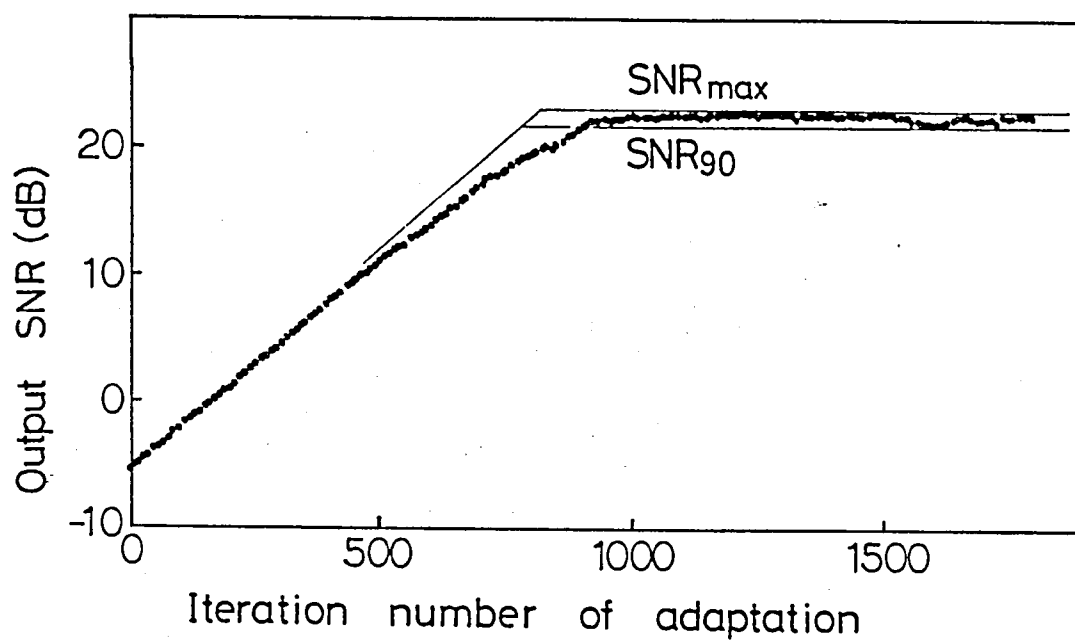


図4-8 平滑フィードバック ( $J=10$ ) におけるアダプティブフィルの出力 SN 比  
学習特性と SN 比推定値 (図4-2に対応)

右左するため、この例の収束は極めて速く、SN比曲線の収束傾きは図4-2と比較し、ちょうど10倍である。これは理論<sup>(47)</sup>とも一致する。それに対して定常特性は極めて劣化する。この場合にも(4-43)(4-44)により計算されるSN比の期待値90°下限値は実際のSN比の動きに対して良い推定値となっている。この例は $\mu$ も大きくして収束速度を上げると定常特性が劣化する良い例である。前の3例は従来方向拘束付アダプティブアレイの制御に用いられていた瞬間値フィードバックによるアルゴリズム(2-50)によるシミュレーションである。いずれも定常状態におけるSN比の変動はかなり大きく $\mu$ が大きいほど顕著である。これを改善するため、前節に示した平滑フィードバック(4-45)によるアルゴリズムを用いたシミュレーションを示す。図4-6、図4-7、図4-8の3例はアルゴリズム以外すべてのパラメータは図4-2のシミュレーションと同じである。この3例によって定常特性の平滑数 $J(3, 5, 10)$ による改善効果と比較している。(4-49)(4-50)により、推定されるSN比と実際のSN比の動きが良く一致することは言うまでもなく、その改善効果は $J$ に比例して高くなる。前節に述べたように、平滑フィードバックに要する時間は多少長くなる。LSI-11の場合によれば平滑数 $J=3, 5, 10$ に対応して、そのアルゴリズム実行に要する時間はそれぞれ1.23倍、1.46倍、2.03倍であり、横軸を

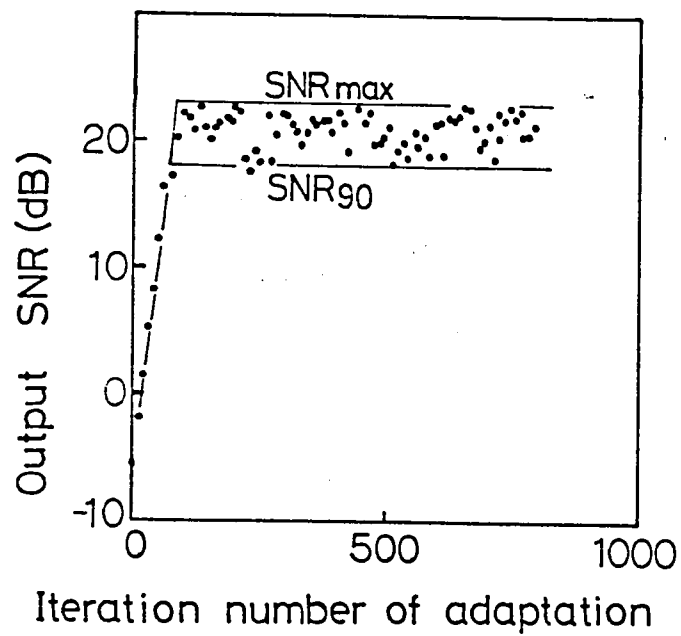


図4-9 大ステップサイズの平滑フィードバック ( $J=10$ )  
 に于けるアダプティブ阵列の出力SN比学習特性と  
 SN比推定値

時間で目盛る場合にはそれ以上の倍数に引き上げなければならない。

平滑フィードバックの定常特性の改善効果は、収束速度の向上に振り向けられることも出来る。平滑数に対応して、ステップサイズを  $J$  倍するとは、(4-49)(4-50)が示すように  $J$  と  $\mu$  の変化が打ち消されて、瞬時値フィードバックと同一の定常特性を示すかわりに  $\frac{1}{J}$  のアルゴリズム反復回数により収束することになる。図4-8の  $J=10$  に対応してさらに  $\mu$  を10倍にして行なったシミュレーションのSN比学習特性を図4-9に示す。瞬時値フィードバックの例図4-2と比べて定常状態のSN比の変動が同程度であること、および収束までの反復回数が  $\frac{1}{10}$  になったこととは解析結果と良い一致を示し、平滑アルゴリズムによる収束特性への改善効果の有効性をも証明している。収束時間については図4-8と同様に1回の反復計算の所要時間が約2倍になったことを考慮すると、結局約  $\frac{1}{10}$  に改善されたことになる。このように平滑数  $J$  に伴うステップサイズの増大により、同じ定常特性に対しても速い収束を行なえるようになった。瞬時値フィードバックと  $J$  回の平滑化アルゴリズムの収束時間の比は定常特性が同じという条件のもとで、3節に述べたように

$(T_a + \frac{T_a}{J}) / (T_a + T_b)$  となり、これを具体的にLSI-11の

場合を図示すれば、図4-10のようになり、収束条件を満たす範囲で

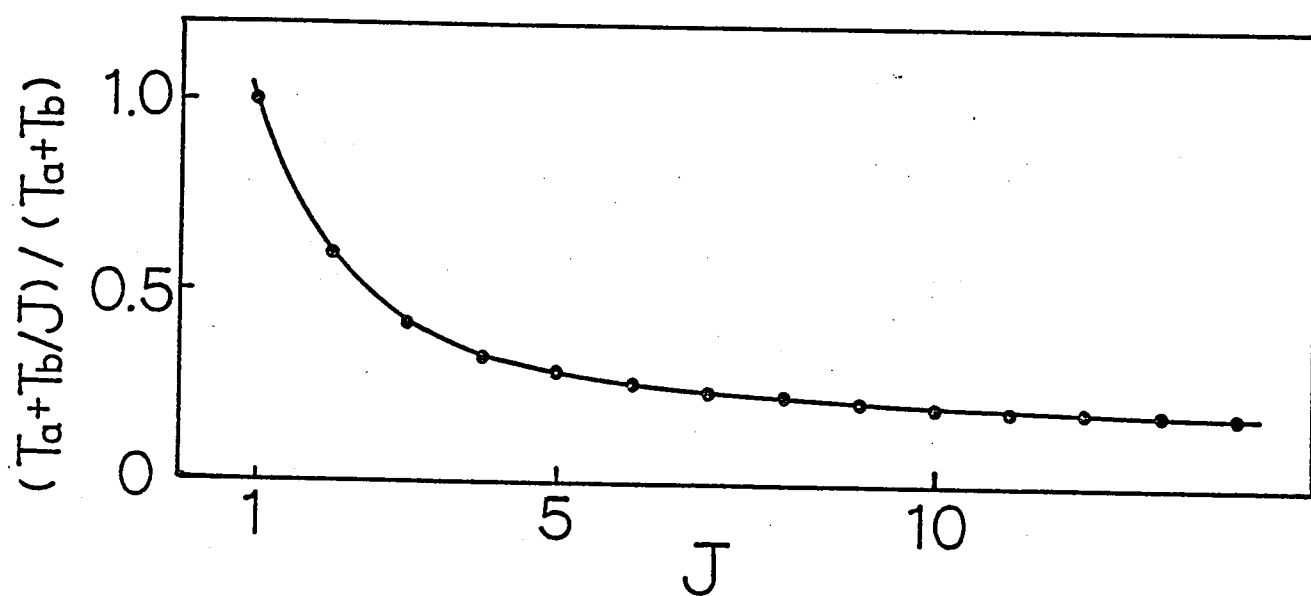


図 4-10 平滑フィードバックによる収束時間の短縮 (Jは平滑数)

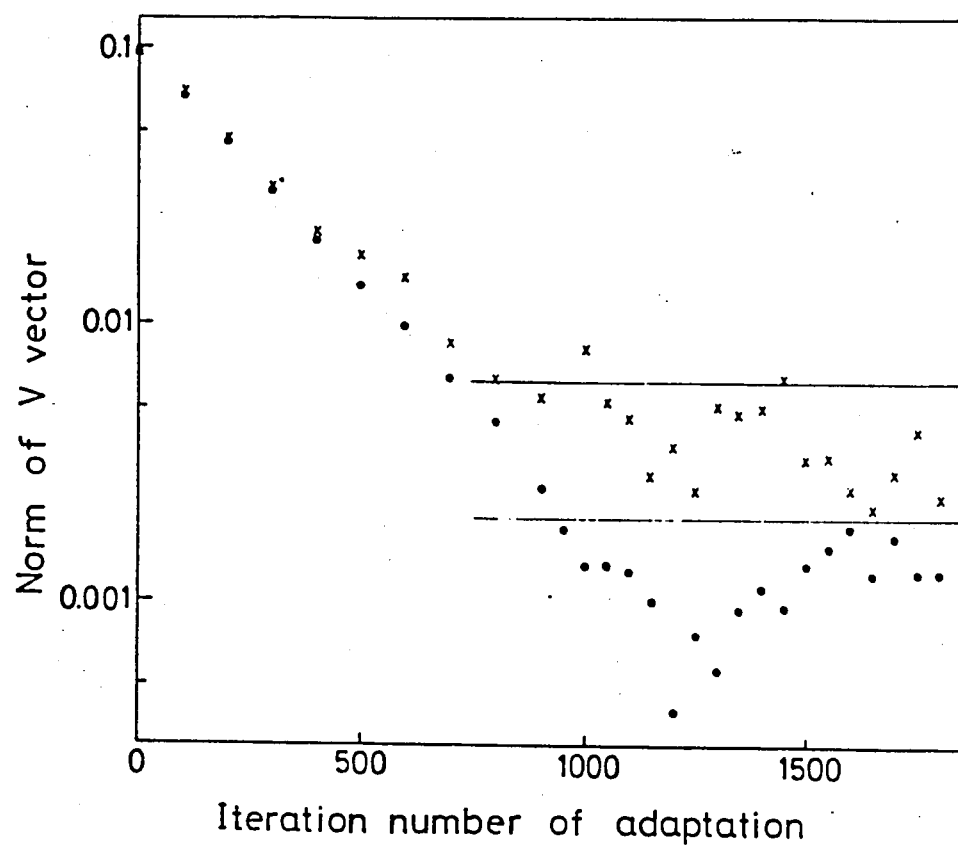


図 4-11 アダプテーションに従い減少する 偏移ウェイトベクトルのノルム

- × 瞬時値フィードバックアルゴリズム
- 平滑フィードバック アルゴリズム ( $J=10$ )
- 期待値



丁が大きいほど収束時間は短縮されることわかる。瞬時値

アルゴリズム 及び 平滑アルゴリズム によるアダプテーションの例

(図 4-2, 図 4-8) について、 偏移ウェイトベクトル  $W(m)$  (4-13) のノルムにおいて ウェイトの変化を比較し 図 4-11 に示す。

実線により示されたレベルは それぞれの定常状態における期待値を (4-36)(4-47) により求め、示した。この値は (4-19) のように定常状態における フィードバック量もすべて誤差量とした場合の推定量である。実際には シミュレーションでは (4-16) の第3項のような最適値からの偏移を引く成分が含まれるために、

$\|W(m)\|$  は全般的に推定値より小さくなる。この2つのアルゴリズムによるウェイトの動きを比較すると、•印の示すようにウェイトの最適値の周りの変動は瞬時値フィードバックの×印に比べ平滑化の平均数丁により約  $\frac{1}{\sqrt{10}}$  におさえられ (4-47) の示す結果に良く一致する。平滑アルゴリズムは、このようにウェイトの変化を観察することによっても良い定常特性を示すことが立証される。

## 5 節 結 言

アダプティブアレイの制御特性はフィードバック利得であるステップサイズに依存する。大きな  $\mu$  に対しては速い収束を示すがその定常特性が劣化する。

他のアルゴリズムについては解析より、方向拘束式アダプティブアレイについても計算機シミュレーションにより示していた上記のような特性を厳密に解析した。これにより計算機シミュレーションが示す定常特性の定量的な評価が出来るようになった。その解析過程より、定常特性の不安定性の原因はフィードバックエラー（コントロールループノイズ）であると判明した。このフィードバックエラーを取り除くために、平滑フィードバックアルゴリズムを提案し、その定常特性を導出した。この平滑化による改善は、その平滑数に依存して向上する。

さらに計算機シミュレーションが解析結果と一致することを確認、平滑アルゴリズムの有効性を示した。一方では定常特性の安定化により、 $\mu$  の増大が可能になった。定常特性を劣化させずに  $\mu$  を大きくし、速い収束を可能とする平滑アルゴリズムはアダプティブアレイの制御特性全体を改善するということになる。

## 第5章 電波干渉計への応用

### 1 節 序 言

近年、天文学の分野で電波星等の宇宙電波が発見されてから、電波天文学が急速に発展した。電波望遠鏡の感度・分解能は以前に比べればかなり向上しているもの。光学望遠鏡と比較すればまだ及ばないと言える。光も電波も同じ電磁波であるから本質的な違いはないのであるが、望遠鏡の分解能は波長と口径の比で決定されるため、電波望遠鏡の解像力を光学望遠鏡の解像力と同程度にしようとするならば、その波長比 ( $10^4 \sim 10^5$ ) 程度に大きな口径を有するパラボラアンテナ等の電波受波器を作らなければならないことになる。現在、世界最大の可動パラボラでも口径 100m であり、必要とする数 km 径のアンテナを製作するのは非常に困難である。

以上のような理由により、電波天文学では電波干渉計を用いて広い開口面内を走査してデータを収集し、データ処理によって等価的に口径の大きなアンテナを得て解像力を上げている。この場合、データ処理としてはフーリエ変換などによって開口合成をすることになるが、有限のデータによる変換の像再生においてはそれに対応した広がりをもつメインビームとサイドローブによる漏れによって解像力が劣化することになる。本章では方向拘束式アダプティブアレイの思想と技術を応用し、開口合成による像再生の解像力、輝度の推定精度の

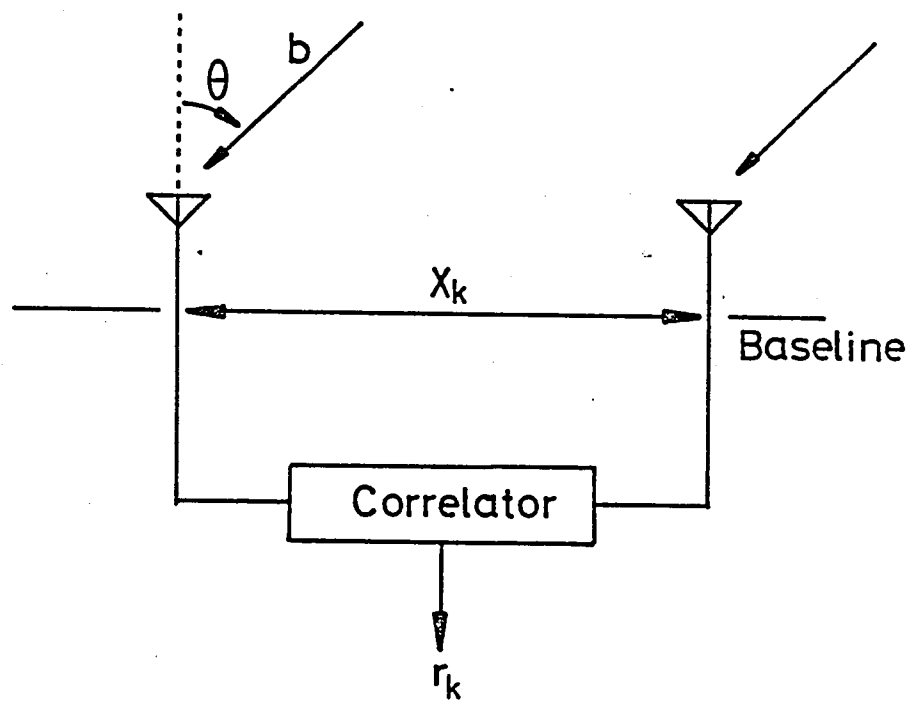


圖 5-1 電波干涉計

向上を目的としたデータ処理法について論じる。2節では電波干渉計によるデータ処理について、3節ではアダプティブな要素を取り入れたデータ処理法について論じる。4節では、天空の輝度分布とその干渉計データ即ちフーリエ成分を設定し、従来のフーリエ変換によるデータ処理とアダプテーションを用いた処理とについてそれぞれの像再生を計算機シミュレーションによって比較する。

## 2 節 電波干渉計による開口合成

電波干渉計は、図5-1のように2本のアンテナと相関器により構成され、その間隔  $\lambda$  (波長で規格化) の種々の値に亘りて受信出力の複素相関 (実・虚部、又は振幅・位相) を測定し、データ処理によって天空の輝度分布 (波源の電力分布) の像を推定するのに用いられる。

一般に天文観測においては天体からの電波が伝搬による変換を受けた後受信されるデータと<sup>[95]</sup>なる<sup>アンテナの</sup>と考える。分野でよく定義される  $u = \sin \theta$  を用いてこの変換を数式化すると、

$$r(x) = \int b(u) \cdot h(x, u) du \quad (5-1)$$

となる。ここに  $r(x)$  は観測値、 $b(u)$  は天空の輝度分布、 $u$  は天空の座標、 $x$  は観測点の座標である。 $h(x, u)$  は対象となる

電波源から観測量への変換であり、観測に用いる装置の形態により、様々な形に表わされる。図 5-1 に示すような電波干渉計の場合には (5-1) は フーリエ変換であり、 $r(x, u)$  は  $\exp(-j2\pi xu)$  である。これは序論にも述べたように、アンテナ上の励振電流分布とその放射パターンが フーリエ変換の関係にあることに対応する。

輝度分布  $b(u)$  は (5-1) の逆変換により求めることが出来る。

その変換式は

$$b(u) = \int r(x) W(x, u) dx \quad (5-2)$$

である。ここに  $W(x, u)$  は 逆変換におけるウェイトである。先に述べた フーリエ変換の場合には  $\exp(j2\pi xu)$  である。直線走査の電波干渉計ではその観測データを用い 逆フーリエ変換を行なうことにより 輝度分布  $b(u)$  を推定する。

実際の干渉計で  $r(x)$  を得るのに、 $x$  の値 (これを  $x_n$  とする) について 離散的に  $r(x_n)$  を求めるという操作を行なう。そのため  $r(x)$  は 連続関数としては与えられず、 $x$  に関するサンプル関数となる。また、 $x_n$  の最大値は干渉計のベースラインの長さにより制限される。これらの制約により、干渉計によって得られるデータは有限の離散的な関数として  $r(x_n)$  により与えられる。このため (5-2) の変換は有限の離散的な フーリエ変換となる。後の記述のためには  $r_n$  を  $x$  のように定義する。

$$r_k \triangleq r(x_k) \quad k = 0, 1, 2, \dots, k-1 \quad (5-3)$$

上式のような  $k$  個の サンプル値 が 観測されたとする。  $r_k$  は 2 信号の 相関を表わすから、  $x_k$  の 負の領域では 次のように 正領域の 複素共役形 になると考えられる。

$$r_{-k} = \overline{r_k} \quad k = 1, 2, \dots, k-1 \quad (5-4)$$

これは 信号理論において パワースペクトルの フーリエ変換が 共役対称の 自己相関関数になることと 等価である。 以上のように (5-2) は 実際には 次のような形となる。

$$b(u) = \sum_{k=-(K-1)}^{K-1} r_k w_k \quad (5-5)$$

従来電波干渉計では このような 離散的有限変換により 天空の輝度 分布の 像再生 が行なわれている。 小さいアンテナが 太い主ビームと 高いサイドローブのある 放射パターンを示すように、(5-5)の 離散的 有限変換 は その変換パターン (アンテナパターンに相当する) が 太い 主ビーム、高いサイドローブを示すため、輝度分布の再生にあたり 解像力の 劣化を 引き起こすことになる。 特に  $r_k$  の サンプル間隔を 長くすると アンテナアレイが示すように  $|u| \leq 1$  の範囲に フレイティングローブの影響が 生じ、フーリエ変換における エイリアジングや 虚像が生じる。

このような 単なる フーリエ変換による 不完全な 像再生を 補うためには 次のような 新しい 像再生の方法が 考案されている。 その一つは MEM (Maximum entropy method) <sup>(95)</sup> である。これは エントロピーを 評価規準

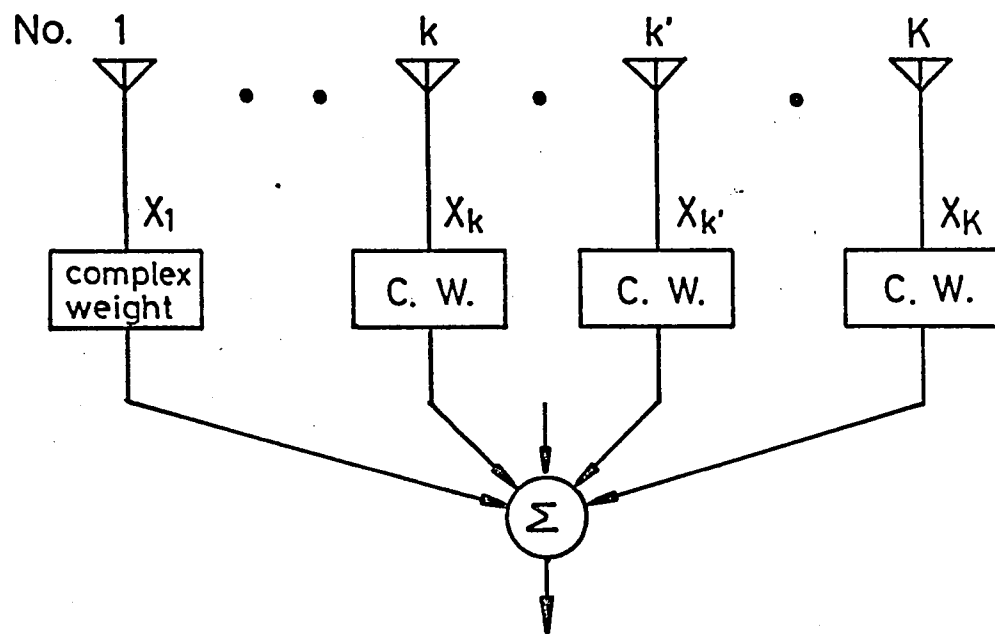


図 5-2 複素ウェイトアダプティブアレイ



として、その最大化という見地から、有限の観測データを延長することにより、フーリエ変換のデータ範囲を広げ、解像力を上げる方法である。

また、CLEAN<sup>(95)</sup>と呼ばれる一種の反復法は、次のようにして像再生を行なう。まず、フーリエ変換によって輝度分布を再生する。その中でピークを捜して、その高さに対した点波源のフーリエパターンを差し引く。

その残りについても同様の操作を繰り返す。残りが設定した雑音レベルに達するまで繰り返す。その間に得られた点波源をガウス分布として加え合わせ再生像とする。その他にも本来正であるべき輝度分布のフーリエ再生像が場所により負値をとることに着目し、正になおように反復修正していく方法<sup>(95)</sup>がある。

このように有限なデータの変換による像再生の精度を上げるために種々の改善法が提案されている。本章では方向拘束アダプティブアレイの所望信号に対する応答(利得)の正確さ、走査において他方向に存在する波源からの信号を抑圧する能力に着目し、この応用によってアダプティブな像再生を行なう方法を次節に論じる。

### 3節 方向拘束式のアダプテーションによる最適処理

第2章で論じた方向拘束式アダプティブアレイの原理及びその動作について簡単に述べる。アダプティブアレイは図5-2に示すように各アンテナ素子に複素ウェイトを付け加え合わせ出力とする。出力端に

おける応答は 複素ウェイトの値に支配される。このウェイトと その電磁環境に合わせて 何らかの方法で最適化することにより、最適な受信状態を 実現する動作が アダプティブである。即ち 最適な動作とは 妨害波に 又ルを 向け 除去し、 所望信号のみを 取り出すことである。

方向拘束式アダプティブアレイは ある特定の方向から入射する 信号波に対して 一定の 応答を 示すように 拘束条件を 付け、 そのもとで 全体の 出力電力を 最小化することにより、 拘束方向以外から入射する 信号波を 除去し、 拘束方向から入射する 信号波を 抽出するという原理に基づいている。

今、(2-70)に 定義した 出力電力の 期待値に着目する。

$$P_{out} = W^* R_{xx} W \quad (5-6)$$

$W$  ベクトルが ある方向に 主ビームを 向けるような 値をとる場合には、 $P_{out}$  は その方向から 入射する 信号波の 電力を 与えることになる。この  $W$  ベクトルが 必ず 主ビームの方向を すべての方向に 走査することにより、 波源の 電力分布を作ることが出来る。 $W$  が 単に 主ビームを ある方向に 向けるというだけのウェイト、たとえば 等励振ウェイトの場合には、他方向に 存在する 波源が ノインビームの ずきや サイドローブに 混入し 精度が 劣化する。

このような場合には 前述の 方向拘束式アダプティブアレイの 最適ウェイト  $W_{opt}$  (2-78) を 用い、 その妨害波自動除去動作により、この 混入現象を 抑圧し、 忠実な 像再生を行なうことが出来る。

次に (5-6) の  $R_{xx}$  と 電波干渉計の 観測データ  $t_k$  (5-3) との対応を

考える。入力相関行列  $R_{xx}$  の  $(k, k')$  要素  $r_{xkk'}$  は 図 5-2 に表わす  $k$  と  $k'$  番目素子からの信号  $X_k$  と  $X_{k'}$  の相関である。

$$r_{xkk'} = E[X_k \cdot X_{k'}] \quad (5-7)$$

この量は 電波干渉計における 2 素子 E 図 5-2 のアレイの  $k$  と  $k'$  番目の位置関係にある場合の出力に対応する。即ち

$$r_{xkk'} = r_{k-k'} \quad (5-8)$$

$$r_{xk'k} = \bar{r}_{k-k'} \quad (5-9)$$

である。さらに  $r_{xkk'}$  は  $k-k'$  の値が同一の組み合わせについては同じ値をとる。電波干渉計の観測データを用いて 次のような行列  $R$  をつくる。

$$R = \begin{pmatrix} r_0 & r_1 & \dots & r_{K-1} \\ \bar{r}_1 & r_0 & & \\ \vdots & & \ddots & \\ \bar{r}_{K-1} & & & r_0 \end{pmatrix} \quad (5-10)$$

この  $R$  は (5-6) の  $R_{xx}$  に対応する。従って 天空の輝度 (電力) 分布  $b(u)$  に対して、(5-10) に対応した最適ウエイト  $W_{opt}$  (2-78) を (5-6) に用いると アダプティブな再生を行なわせることが出来る。

像再生のための走査は 拘束方向の走査によってなされる。全方向を  $L$  分割して  $u_l$  ( $l=0, 1, \dots, L-1$ ) 方向に対する拘束条件は、(2-72) 同様、ベクトル表示を行なえば

$$C_l^T \bar{W}_{opt, l} = Hc \quad (5-11)$$

である。ここに  $C_l$  は  $u_l$  方向から入射する信号の見本を与える拘束行列で

(2-29) と同一である。  $H_c$  は拘束応答であり、1 を採用する。

$W_{opt, l}$  は走査方向  $u_l$  に対応して決定されるウェイトであり、 $u_l$  の走査と共に改めて求める必要がある。  $W_{opt, l}$  は (2-78) 同様式で与えられる。

$$W_{opt, l} = R^{-1} C (C^* R^{-1} C)^{-1} \bar{H}_c \quad (5-12)$$

このウェイトを用いて  $u_l$  方向の輝度  $b_l$  は

$$b_l = W_{opt, l}^* R W_{opt, l} \quad (5-13)$$

によって求められる。

ここで  $R$  について論じる。  $R$  の対角線要素  $r_0$  は 図 5-1 の電波干渉計では、1本のアンテナ出力の自己相関によって与えられ、即ち電力である。従ってこの量にはアンテナに発生するランダム性の熱雑音の電力が混入している。ここで新たに  $r_0$  のうち外来入射波により生じる成分を  $r_0$  と定義し直し、熱雑音電力を  $r_0$  の  $P$  倍とすれば  $R$  は、

$$R = \begin{pmatrix} r_0(1+P), & r_1, & r_2 & \dots & r_{k-1} \\ \bar{r}_1 & & r_0(1+P) & & \\ \vdots & & & \ddots & \\ \bar{r}_{k-1} & & & & r_0(1+P) \end{pmatrix} \quad (5-14)$$

となる。  $P$  が大きい場合には  $R$  は単位行列に近づく。(5-13)の変換のためのウェイトは等励振ウェイトに近くなる。一般に  $P$  は1より小さいが  $P$  の値を操作して像再生の解像を変化させることが可能である。

前節のフーリエ変換による像再生 (5-5) も実際には離散的な方向  $u_l$  に対して次のように演算することになる。

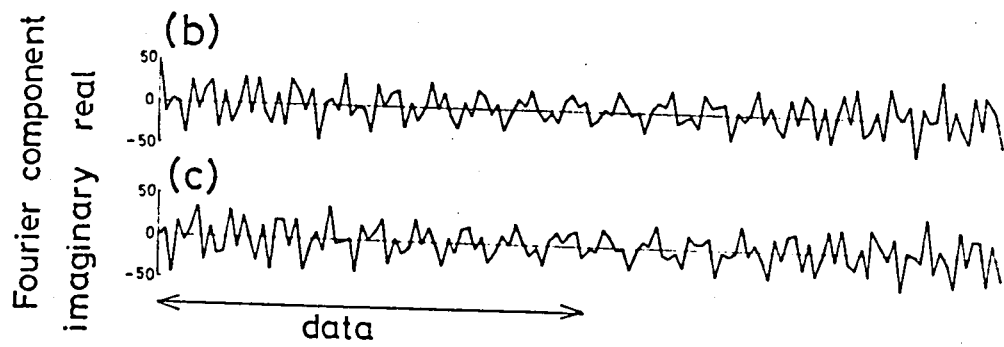
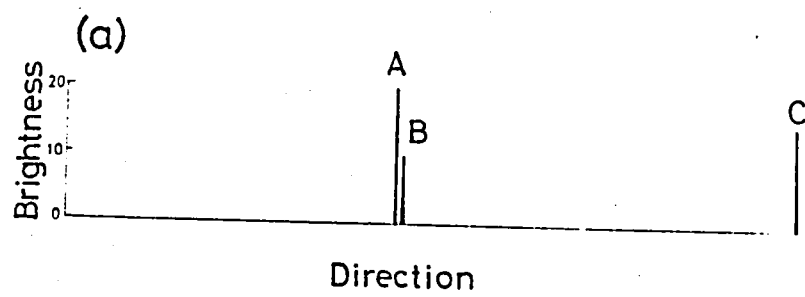


図 5-3 波源分布 (a) と その フーリエ成分実部 (b) 虚部 (c)

$$b_l = \sum_{k=-(K-1)}^{K-1} r_k W_k \quad (5-15)$$

(5-15) の フーリエ 変換 の ウェイト は あらかじめ 決定 されている 量 であるが、  
アダプテーション による 再生 (5-13) の ウェイト  $W_{opt,l}$  は その 電磁  
環境 を 表わす  $R$  を 用い (5-12) に より 計算 し 直さねば。従って その  
像再生 における 演算 時間 は 長い。

#### 4 節 計算機 シミュレーション

図 5-3 は、輝度の比が 2:1 の 近接した 2つの 点波源 (A, B) と  
その 中間の 輝度 を 有する 孤立した 波源 (C) が 存在する 輝度 分布 の 例で  
ある。この 想定した 波源 に対して 電波 干渉計 により 観測 される 量は、  
(5-1) の ように 波源 分布 の フーリエ 変換 によって 得られる。この フーリエ 変換 を  
行ない 複素 フーリエ 成分 を 図 5-3 (b)(c) の ように 得た。輝度 分布 (a) は  
電力 分布 である から 実数 であるが、電波 干渉計 により 得られる 相関 は  
複素 相関 である。電波 天文 において 像再生 とは 図 4 (b)(c) の 複素  
相関 関数 の サンプル 値 を 干渉計 により 観測 し、データ 処理 (変換)  
により 図 5-3 (a) の ような 輝度 分布 を 求める こと である。

実際の 観測 は 干渉計 の 有限長 ベースライン の ために 有限の  
フーリエ 成分 の み を 用いて データ 処理 を せざる を 得ない。像再生 の シミュレ  
ーション と して は、図 5-3 の 下線部 で 示さる フーリエ 成分 区間 を、一定の  
間隔 で 64 点 観測 した と して、つまり、離散的 に 64 個 の 複素 フーリエ

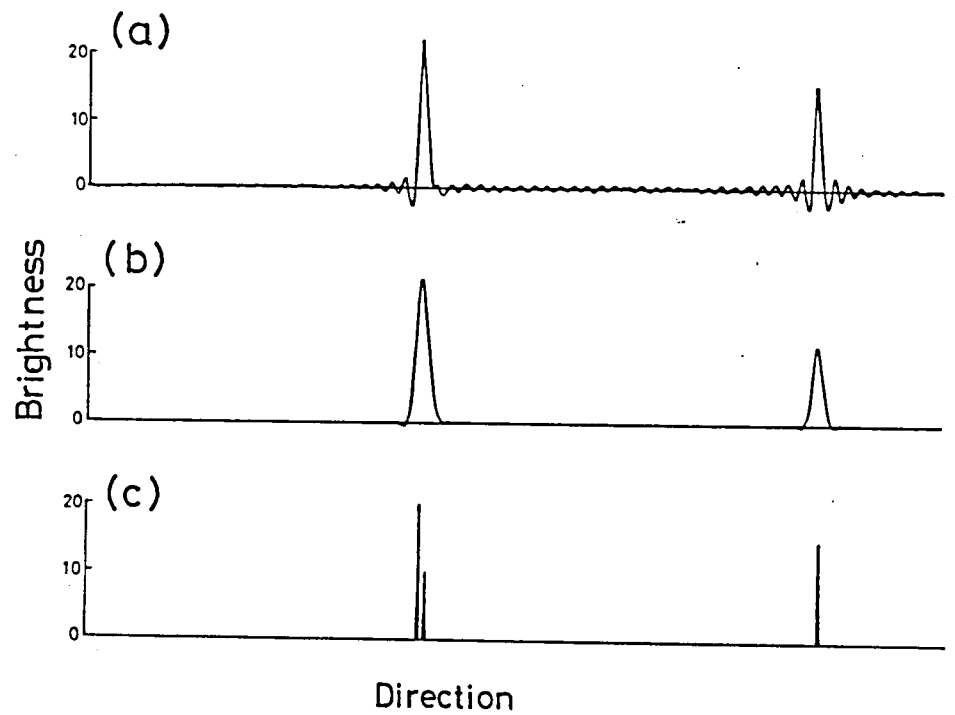


図5-4 (a) フーリエ変換による再生像  
 (b) ハニングウィンドウ付フーリエ変換による再生像  
 (c) アダプテーションによる再生像

成分の干渉計により観測されたとして行なった。

図5-4 (a)は フーリエ変換により像再生であり、有限長のフーリエ変換のためには主ビームが太くなり、さらに大きなサイドローブが多く現われ像再生における近接した波源(A)(B)の分離は不可能である。さらに、孤立した波源(C)に対してもその付近に多くのサイドローブが生じて、像再生を困難にしている。有限のフーリエ変換においては、そのサイドローブを抑圧するためには種々のウィンドウ関数が用いられるが、ここではその一例として、ハニングウィンドウ<sup>(96)</sup>を採用した。図5-4(b)はウィンドウ関数によるフーリエ変換の結果である。ウィンドウ関数の長所としてのサイドローブの抑圧は行なわれているが、アンテナレイの理論から解せられるように、当然のことながら主ビームが太くなるため、2つの近接した波源(A)(B)の分離は不可能である。また、孤立した波源(C)に対する像再生も(A)(B)に対する像再生と同程度に広がってしまっており正しい波源再生とはいえない。図5-4(c)は前述のアダプティブアンテナ理論を応用した像再生の結果であり、以下これを簡略にアダプテーションと呼ぶ。この結果、近接波源(A)(B)の分離、及び孤立した波源(C)の推定が改善されアダプテーションによる解像力の改善は顕著である。また、3波源の輝度比も最初に設定した輝度分布図5-3(a)と忠実に再現している。

アダプテーションによる解像力を評価するためには、図5-4の波源(A)(B)(C)の付近を拡大した図をフーリエ変換、ハニングウィンドウフーリエ変換、



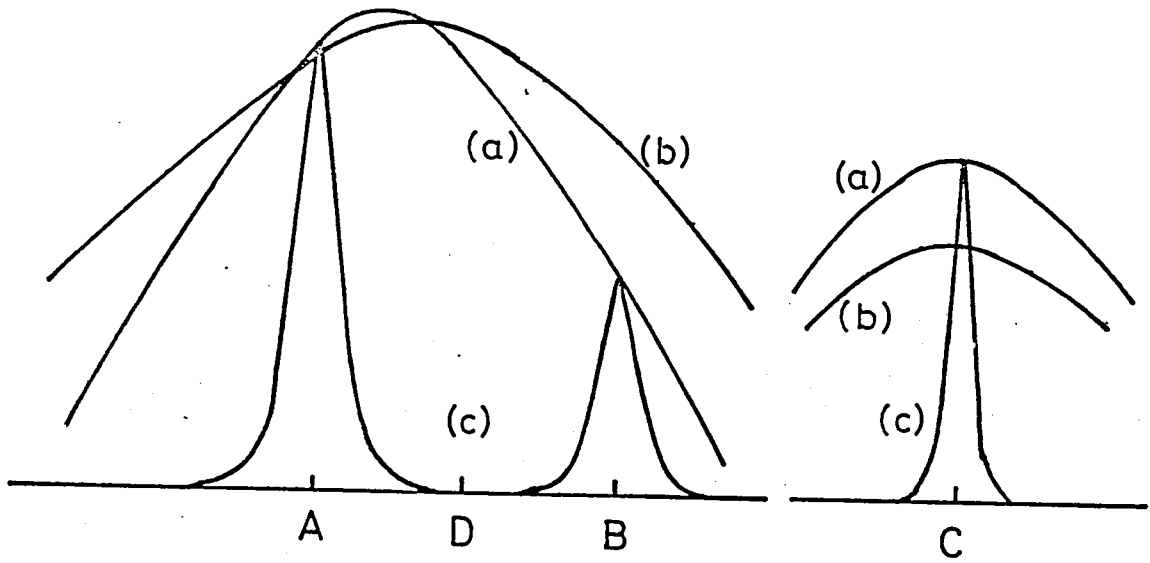


図 5-5 (a) フーリエ変換による再生像  
 (b) ハニング・ウィンドウ付フーリエ変換による再生像  
 (c) アダプテーションによる再生像

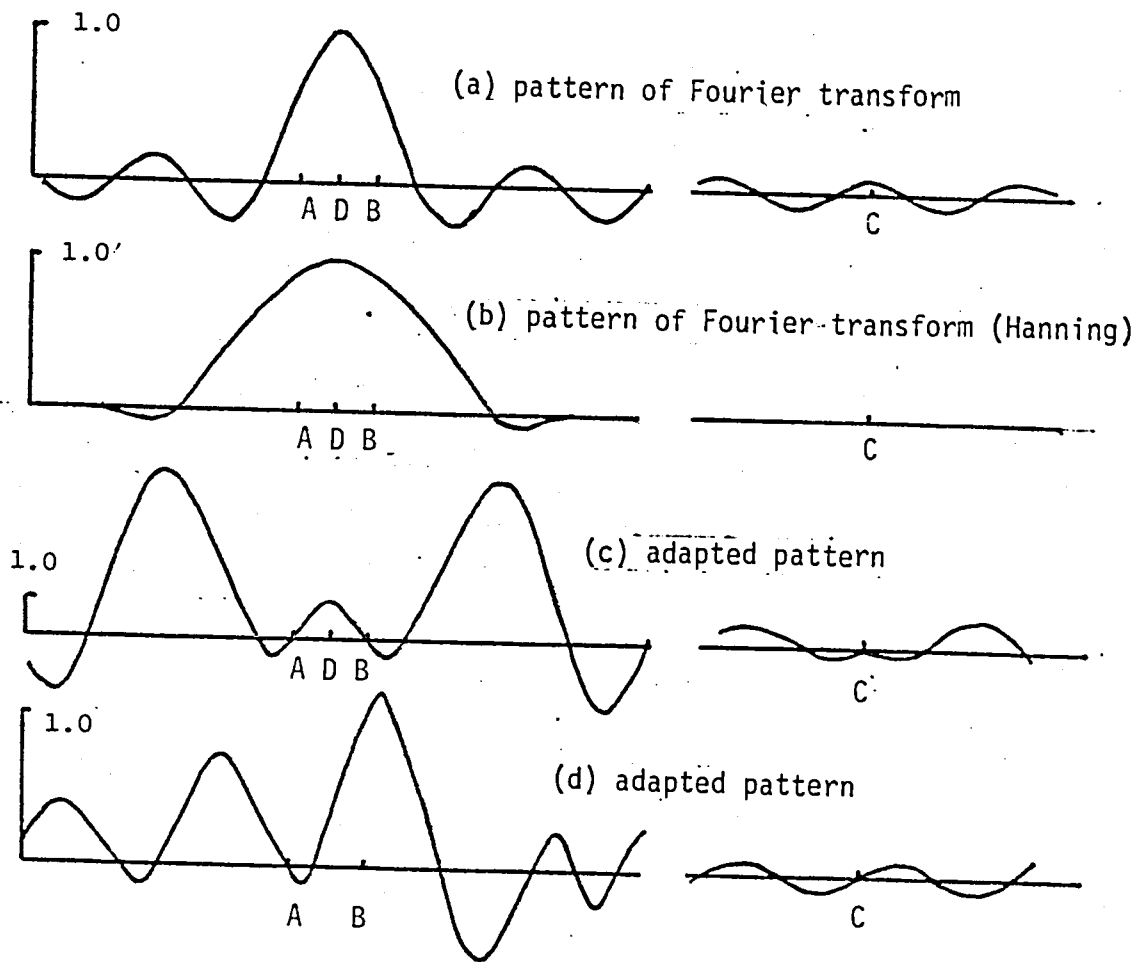


図5-6 像再生の応答パターン

- (a) D点再生時におけるフーリエ変換応答パターン
- (b) " " ハニングウィンドウ付フーリエ変換応答パターン
- (c) " " アダプテーション変換応答パターン
- (d) B点再生時におけるアダプテーション変換応答パターン

アダプテーションについて比較し、図5-5に示す。最も解像力が悪いのは  
ハニングウインドウのフーリエ変換である。フーリエ変換は主ビームは多少細く  
はなるが、波源が存在しない所に大きなサイドローブが現われるから(図5-4)  
良くない。いすれにしても、この2つによつては近接波源の分離はできない。

アダプテーションは(5-14)式の  $P$  の値が 0.01 の場合であるが、充分に

(A)(B) 2つの波源を分離するための解像力を有する。

このように、アダプテーションによる像再生の解像力が特に顕著で  
ある理由を、(5-13) 又は (5-15) の像再生のデータ変換時に  
用いるウェイト  $W$  の示すレスポンスパターンによつて示す。図5-6に  
フーリエ変換、ハニングウインドウフーリエ変換、アダプテーションによる変換時の  
レスポンスパターンをそれぞれ示す。横軸は  $u$  であり、天空の座標  
つまり入射角に対応する。図5-6(a)は走査方向を波源 A と B の  
中間の D に向けた場合のフーリエ変換の示すレスポンスパターンである。  
D 点には波源が存在しないのに図5-5(a)のようにあたかも波源が  
存在するかにみえるのは、パターンの太い主ビームの肩に波源 AB が  
引っかかるからである。また波源 C も遠く離れてはいるが、小さな  
サイドローブに引っかっている。フーリエ変換では走査する場合にもこの  
パターンはかわらず  $u$  軸上を横へずらして行くだけであるため、波源  
ABC がパターンのローブに引っかかって図5-4(a)のような像再生に  
なる。図5-6(b)はハニングウインドウ関数をつけたフーリエ変換の

示す レスポンスパターンである。 ウィンドウ関数によって サイドローブは抑圧されてはいるが、主ビームが広がっている。 この場合も、走査するのはこのパターンのまわりの軸上で動くことになるので 図 5-4(b) の ようにならねば像再生 になる。 図 5-6(c) には アダプテーションにおいて走査点を D においての場合のパターンを示す。 アダプテーションに際しては、前述のように走査方向に拘束を付けるため D に対する応答は 1 になっており、さらに最適化を行なうため D に近接する波源 A 及び B に対してはそれらを外来の妨害とみなして パターンの又ルを作り除き去っている。 さらに遠くに存在する波源 C に対しても又ルを作っており、存在する波源すべてに対しても又ルを作っており、存在する波源すべてに対し応答が零となるようなウェイトで変換するため、D 点での像再生は 図 5-5 のように零となり、D 点には波源が存在しないことがわかる。 なお 図 5-6(c) のパターンで A、B の 外に大きなビームが現われているが、そこには波源が存在しないのでかわらない。 図 5-6(d) は走査点を B において時のパターンであり、B に対する応答は拘束のため 1 になっており、その他の波源 A、C に対しては又ルを向けているため波源 B の推定は 図 5-5 の ように 正しく行なうことができる。 また A と C 及び その他の方向を走査した場合も走査点以外から入射する波に対しては又ルを向け除き去るため波源分布再生が 図 5-4(c) の ように正確に行なわれることになる。

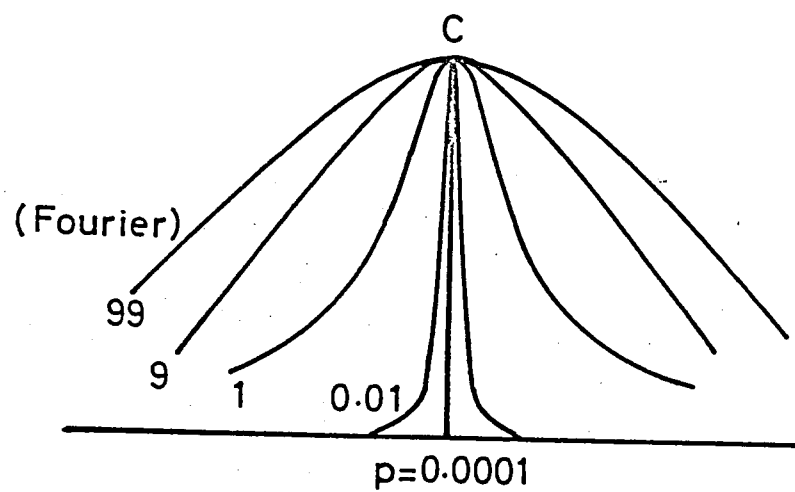


図5-7 アダプテーション変換の解像力の内部雑音 $p$ 依存性

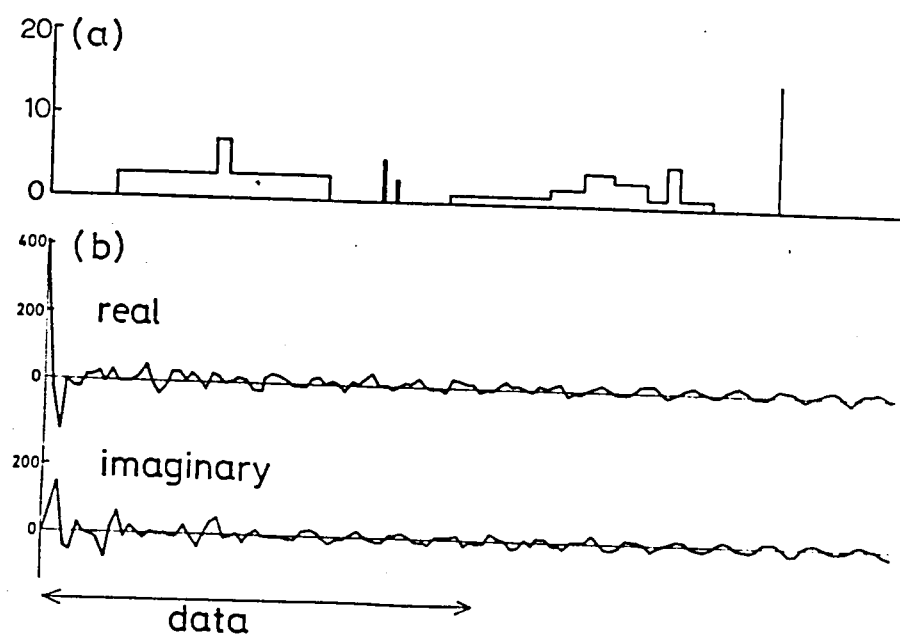


図 5-8 波源分布 (a) とそのフーリエ成分 (b) 実部, 虚部

像再生における問題として、高解像力のためかえって波源を見おぼすという現象を上げることができる。実際の像再生では離散的に波源推定を行なうことがほとんどであり、真波源の存在する方位をまたいで走査すると、この波源が検出出来ず、正しい推定ができなくなる。アダプテーションによる像再生では、観測データである(5-14)の対角線上の要素を人為的に増加させることで、等価的に  $P$  の値を大きくして像再生の解像力を可変することができる。図5-7は種々の  $P$  の値について行った孤立波源  $\delta$  の再生像である。 $P$  の値が小さいほど解像力が高く、真波源としての推定に近づく。このように  $P$  の値の変化により解像力を変化させるためのアダプテーションによる像再生では、あらかじめ低い解像力による再生像を得ることによって波源を見落とすことを回避できる。その上で波源の存在している方位を高い解像力で細かい像再生を得ることにより、図5-4のような忠実な再生像を得ることが出来る。

次に、種々の形を同時に含む輝度分布の例について行なった結果を示す。図5-8(a)はこのモデルを示す。(b)は(a)の輝度分布をフーリエ変換して得られた複素フーリエ成分を実・虚部に分けて示す。この場合も前例と同様、下線部に示したフーリエ成分が観測によって得られたとして像再生を行なう。

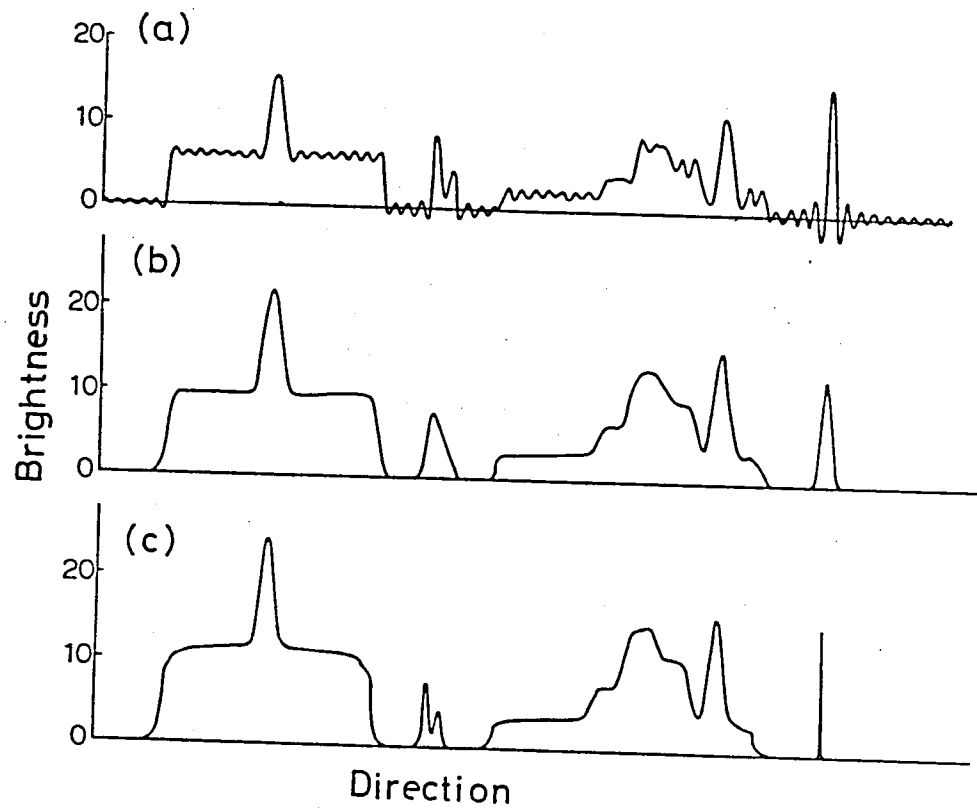


図5-9 (a) フーリエ変換による再生像  
 (b) ハニング・ウィンドウ付フーリエ変換による再生像  
 (c) アダプテーションによる再生像



フーリエ変換、ハニングウィンドウでのフーリエ変換、アダプテーションによる変換によって得られた再生像を図5-9に示す。内部雑音を表わす  $P$  は 0.01 である。このモデルのように連続の波源分布の場合には再生方向に近接する部分の波源を主ビームの肩でひろうために連続分布の部分に関しては全体に高めに再生される。

(a) が示すように、フーリエ変換による再生像はサイドローブの影響が大きく、元の分布モデル 図5-8(a)と比較すればおおまかな形は納得できるが、図5-9(a)の再生像のみによって波源分布を推定するのは危険が伴う。さらに、電力分布の再生像であるべきところだ、サイドローブの影響による負値が存在するという矛盾がある。図5-9(b)に示されるハニングウィンドウによるフーリエ変換再生像では、サイドローブの影響は抑圧されて(a)のような振動成分が消え、負値もほとんど出なくなっているが、(A)のような近接波源の再生像が一つになり、(B)のような孤立波源の再生像がなくなっているのが認められる。図5-9(c)のアダプテーションによる再生像では連続的に広がりのある分布に対しては(b)の場合と同程度にその形を推定しており、さらに(b)ではなまっていた(A)(B)に対し、近接波源の分離再生、孤立波源の推定が正確である。前例でも示されるように特に孤立波源の推定はその方位、電力共に極めて正確である。

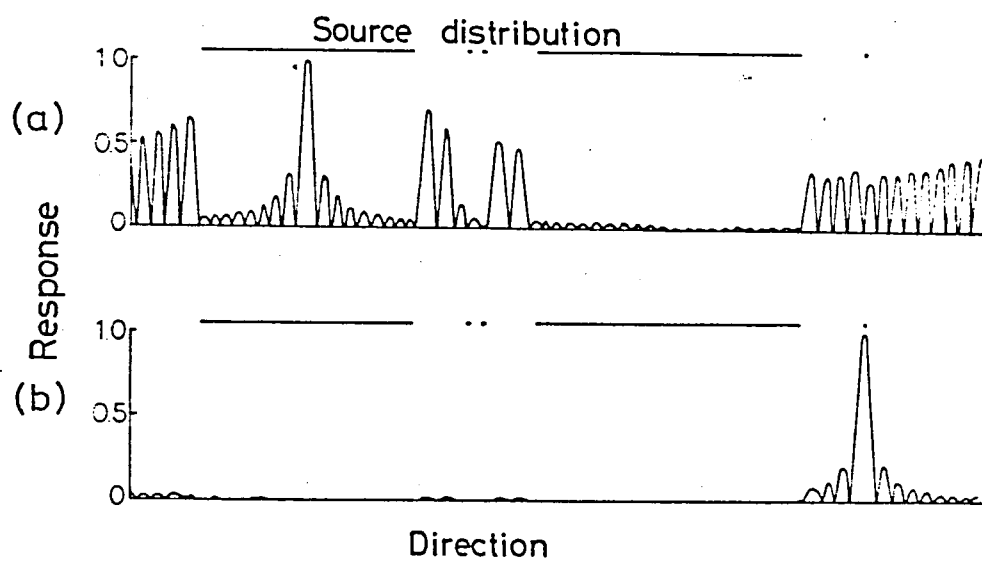


図 5-10 アダプテーションによる像再生の変換パターン

アダプテーションの働きを前例と同様、その応答パターンにより図5-10に2例示す。矢印は走査方向、実線は波源が存在する方向を示す。(a)のように連続分布の中を走査する場合には、アダプテーションの自由度の不足により走査方向に直接する方向の応答を落とすことができないために、図5-9(c)のように再生像が盛り上がることになる。孤立波源を再生するパターンは(b)の示すように他方向の波源に対して応答をほとんど零に抑えているためにその強度推定が正確である。

このようにアダプテーションによる像再生によって、アダプティブアレイが示す妨害除去能力と同様に他の波源の混入を防止し、より忠実な像が得られることがわかる。

## 5 節 結 言

方向拘束式のアダプティブアレイ技術も電波干渉計に適用し干渉計データのオフライン処理による忠実な像再生の方式を示した。いくつかあるアダプティブアレイの制御方式の中で方向拘束式アダプティブアレイは指定した方向の応答を常に一定に保証することが出来るという他には見られない特徴の故にこのような像再生に適用可能となった。特定の方角に一定の応答を示し、他方向から入射する波に対しては応答を出来るだけ落とすことにより

その混入を防止するという方向拘束式アダプティブアレイの特徴によって  
像再生の精度を上げることが出来る。さらに、波源分布にくらべ  
アダプティブシステムの自由度が多い場合にはほとんど完全と思われる  
再生像を作ることが出来る。このような像再生における応用は  
電波干渉計という一つのテーマについて述べたが一般にフーリエ変換を  
扱う問題にも応用し、成果を上げる可能性がある。

## 第6章 =アソルト・アレイとホログラフィへの応用

### 1節 序 言

近年、リモートセンシングの一端として、像再生の問題が脚光を  
めびて来ている。観測対象が観測点の遠方又は近傍にある場合、  
観測の媒体として光・電波・音波等を用い、またそれが反射(散乱)  
又は輻射によるかで様々な場合が考えられる。最も一般的に  
知られているのは、物体の近傍(フレネル領域)において光を用いた観測  
による像再生—光ホログラフィである。これは物体による光のフレネル散乱  
と参照光の干渉波(ホログラム)を観測し、像再生を光による結像  
によって行なうものである。その後、計算機の発達に伴ってマイクロ波・  
音波等を用いた長波長ホログラフィ<sup>(97)(98)</sup>がさかんに行なわれるようになった。  
この場合、観測量は受波器によって得られる複素量(振幅・位相等)  
であり、像再生は複素ホログラフィとなる。像再生のデジタル処理化の  
長所は再生時における重み付け等の処理において光学処理よりも  
優れて再生を行なえることである。

ホログラフィでは、一般的には観測系が送信源を持っていて  
観測対象の反射又は散乱波を受信する active な方式を  
考えることが多いが、送信源をもたず観測対象の輻射や放射を  
受信して像再生を行なう passive な方式<sup>(99)</sup>もある。これは電波天文の  
場合や、ソナーに应用される。特にソナーでは観測者が音を

出さないため 自分が 発見されるに配が少ないという利点がある。

本研究は このような passive な 像再生に アクティブアレイ技術も  
応用して 再生像の 忠実度の向上も 目的としている。

像再生では 観測データの 有限性 のため 主ビームの太さや サイド  
ローブ によって 解像力の劣化が生じ デジタル信号処理では データの  
離散性のための グレイティングローブ による 偽像が生じたりして 十分な  
きついな 像が 得られない。 電波天文のように 遠方の 像を再生する  
場合には 方位分解能のみも 問題になるが 近隣の対象の 像再生も  
扱う ホログラフでは 三次元的な 再生を 目的としているため 奥行  
方向の 分解能も 問題となるが 横方向の 分解能とくらべて 非常に  
悪い。 これを解決するため 現在では 多周波を用いて<sup>(100)</sup> 超解像を  
応用した<sup>(101)</sup> 研究結果が 発表されている。

システムに入射する 妨害波に対して 受信パターンのヌルを自動的に  
向けて 除去し 高い SN 比で 所望信号を受信するという アクティブア  
レイは 遠方界 (ファースフィールド) を扱う 無線通信 などの分野で  
発達した。 アクティブアレイの この高い能力は わずかな 変更によ  
って 近傍界 (=ニアフィールド) にも 応用可能である。 さらに 前章に  
おいて 論じた 遠方界における 像再生と同様、このニアフィールド  
アクティブアレイは 近傍界における 像再生、即ち ホログラフに  
応用し 解像力を 向上させることが出来る。 2 節において、

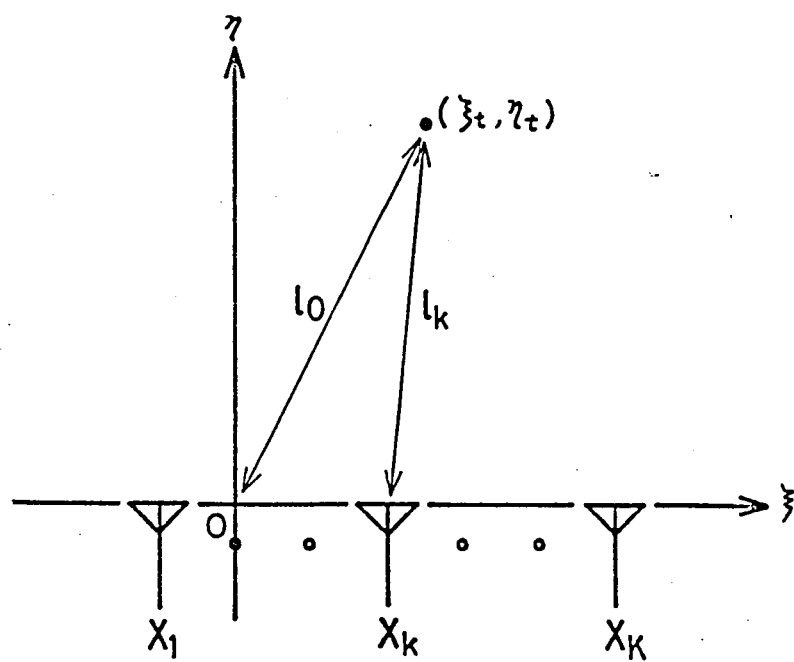


図6-1  $\eta$ =アレイと=アフィールドの波源

焦点拘束条件を付けたニアフィールドアダプティブアレイを論じ、3節にはホログラフィへの応用について論じる。さらに4節では対象としてL形やX形を想定し、計算機シミュレーションによってその解像力の改善を示す。

## 2節 ニアフィールドアダプティブアレイ

遠方界における波動の扱いはフラウンホーファ波、即ち平面波である。2章におけるアダプティブアレイの記述はすべてこの平面波を対象としている。そのため、アンテナアレイに入射する信号は各素子に関して振幅は同一、位相は入射角のみによって決定される。一方、ニアフィールドに存在する波源からの波動はフレネル波、即ち球面波となる。そのため、アンテナアレイの各素子へ入射する信号は信号源との距離に反比例して減衰し、入射位相もその距離によって決定される。ただし、放射電界のみと扱える程度には、離れているものとする。

図6-1に示すように、リニアアレイの場合について考えることにする。リニアアレイの各素子は $z$ 軸上に配置する。このアンテナ素子は無指向性とする。位相中心を座標の原点に置き、右向き素子までの距離を $d_n$ とする。このような配置のアンテナアレイに対して波源が $(x_s, y_s)$ に存在する場合、各アンテナに受信される信号は、



$$X_k = \frac{A}{l_k} \cdot e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (l_k - l_0)} \quad (6-1)$$

ここに、 $A$ はこの波源を単位距離に おいた場合に 受信される 強度 (複素)、 $\lambda$ は波長、 $l_k, l_0$ は それぞれ 波源 (座標の値) と 各素子 および 位相中心までの 距離であり、次のように 表わされる。

$$l_k = \sqrt{(\xi_c - d_k)^2 + \eta_c^2} \quad (6-2)$$

$$l_0 = \sqrt{\xi_c^2 + \eta_c^2} \quad (6-3)$$

ニアフィールドにおける 受信信号の位相は (6-1) ~ (6-3) に示すように その相対位置関係により 決定される。このため2章に述べた 方向拘束の概念は ニアフィールドに対しては 焦点拘束に変更される。従って、拘束方向から入射する 単位強度の信号を表わしていた拘束ベクトル  $\mathcal{C}_c$  (2-89) の代りに 次のように 拘束点  $(\xi_c, \eta_c)$  から入射する 単位強度の信号を表わすベクトルを用いる。

$$\mathcal{C}_c = \begin{pmatrix} \frac{1}{l_{c1}} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (l_{c1} - l_{c0})} \\ \vdots \\ \frac{1}{l_{ck}} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (l_{ck} - l_{c0})} \end{pmatrix} \quad (6-4)$$

ここに

$$l_{ck} = \sqrt{(\xi_c - d_k)^2 + \eta_c^2} \quad (6-5)$$

$$l_{c0} = \sqrt{\xi_c^2 + \eta_c^2} \quad (6-6)$$

である。拘束応答  $H_c$  は  $\mathcal{C}_c$  に対する出力を表わす スカラーであるため。

その定義はかわらない。複素ウェイト  $W_c$  は やはり 入力に対し 内積として 働き 出力を作るため 拘束条件式は (2-72) と同じように

$$C_c^T \overline{W_c} = H_c \quad (6-7)$$

である。最適ウェイトベクトル  $W_{optc}$  は やはり 入力とウェイトの内積として 作られる 出力 (スカラー量) の 2乗期待値を (6-7) の拘束条件のもとに 最小化することにより得られる。従って (2-74) 以下の議論はその子適用出来る。最適ウェイトベクトル 及び 制御アルゴリズムは次のようになる。

$$W_{opt} = R_{xx}^{-1} C_c (C_c^* R_{xx}^{-1} C_c)^{-1} \overline{H_c} \quad (6-8)$$

$$W_{c(m+1)} = P_c [W_{c(m)} - \mu X_{c(m)} Y_{c(m)}] + F_c \quad (6-9)$$

ただし、 $C_c$  に 関してはそのベクトルノルムの平方は  $K$  にならない。即ち

$$C_c^* C_c \neq K \quad (6-10)$$

である。そのため  $P_c$ ,  $F_c$  に 関する 定義式としては (2-80) (2-82) を用いることが出来る。(2-45) (2-48) に 対応して 次のように表わされる。

$$P_c = I - \frac{C_c C_c^*}{C_c^* C_c} \quad (6-11)$$

$$F_c = \frac{C_c}{C_c^* C_c} \overline{H_c} \quad (6-12)$$

このように、ニアフィールドアタクティブアレイは ファーフィールドにおける 方向拘束式アタクティブアレイの わずかな修正により 焦点拘束付

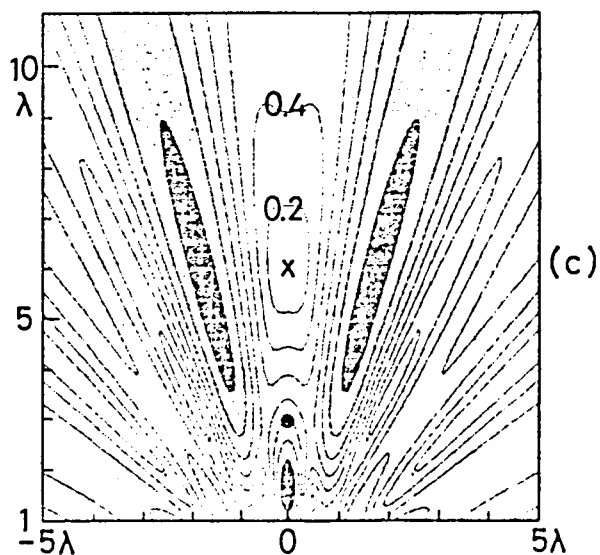
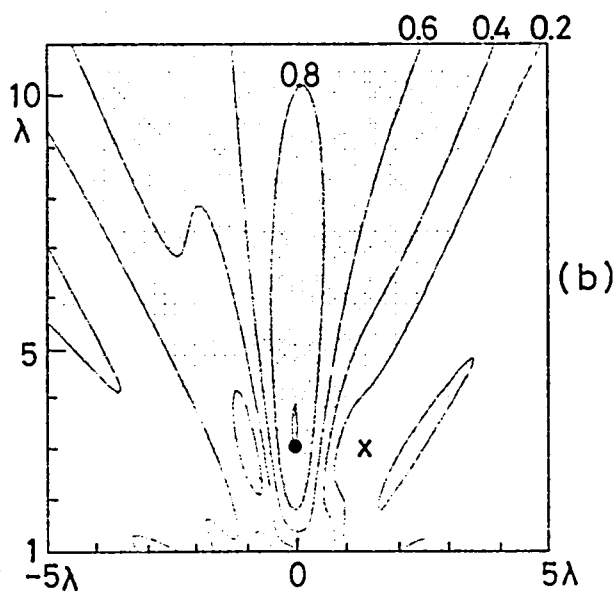
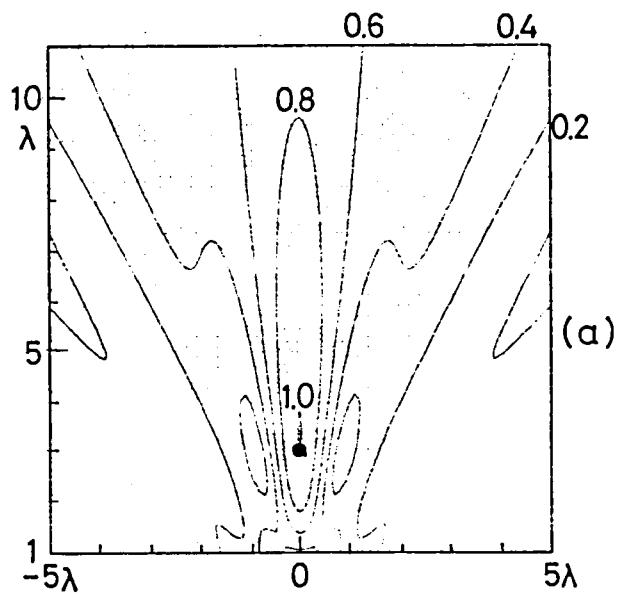


図6-2

ニアフィールドアダプティブアレイ

(a) 初期パターン

拘束点座標 (0, 3)

(b) 最適化後の応答パターン

所望波源強度 1

妨害波源強度 10

" 座標 (1.4, 3)

(c) 最適化後の応答パターン

所望波源強度 1

妨害波源強度 10

" 座標 (0.6)

(b) > (c) 差はステップサイズ  $\mu = 2 \times 10^{-4}$   
1500th iteration での応答パターン

アダプティブアレイとして 生み出される。特に この変更点は、拘束条件 (6-4) (6-7) のみに とどまるため 実システムにおいては ソフトウェアの変更のみにより 簡単に 応用できる。

計算機シミュレーションにより 具体的に 焦点拘束式アダプティブアレイの動作を示す。アダプティブアレイのモデルは 8素子  $\frac{1}{2}$  波長間隔リニアアレイである。従って その動作は ベースラインを中心とした 回転対称形であるため、一平面内でのみ 論じる。位相中心をアレイの中心に置き、波源との関係は 図6-1に示す 座標系を用いている。最適化アルゴリズムには (6-9)を用い、初期ウエイトには  $F_c$  (6-12)を採用する。2章の方向拘束式アダプティブアレイでは  $F_c$ は 等励振ウエイトであったが、(6-12)(6-4)の示すように、所望信号に対し、強く受信される素子の信号ほど大きな重み付けをするウエイトになっている。これは 内部雑音のみを考察すれば、最大の  $\text{S/N}$ 比を得るようなウエイトである。この  $F_c$ の示す 初期パターンを 図6-2(a)に示す。拘束点は 波長を単位として (0,3)である。応答値が平面上の点に対して 定義されるため、その強度を 等高線図により示す。拘束点での 応答は 1である。所望信号の10倍の強度を有する 妨害波源を 拘束点の真横 (1.4, 3)に置き、アダプテーションを行なった。1500回の反復計算後のパターンを 図6-2(b)に示す。初期パターンでの 応答は 0.25であったが、

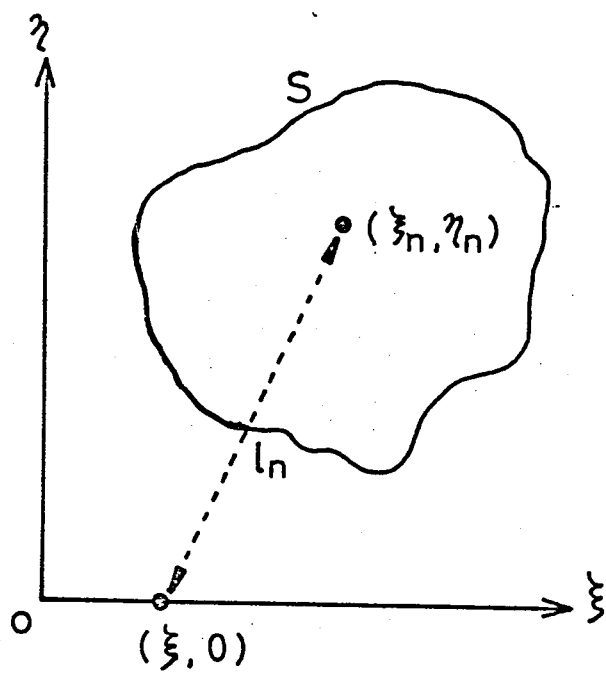


図6-3 観測対象と観測系

最適化により又レが作られることが示されている。また妨害波が拘束桌の奥側 (0, 6) にある場合の最適化パターンを図 6-2 (c) に示す。この場合にも妨害波に対し、又レを作り、拘束桌に対しては応答 1 を保っていることが示されている。このようにニアフィールドでのアダプティブアレイは毎度のみに限らず距離的にも、即ち二次元的に、また平面アレイを用いると三次元的に複数の波源を分離して観測できる能力を有することが証明される。

### 3 節 パッシブホログラフィにおけるアダプテーション

一般にホログラフィなどのニアフィールドでの像再生は二次元のホログラムを観測すれば三次元の像を形成することができ、本論文では簡単化のため二次元像とし、データ領域を一次元として考えるが本質的に違いない。すなわちこれはニアアレイに対応し、平面アレイを考えることにより容易に三次元像へと拡張が可能である。

観測対象と観測桌の関係を図 6-3 に示す。観測対象領域  $S$  内の  $(\xi_n, \eta_n)$  点に存在する点波源からの波動はニアフィールドであるから球面波となり、 $\xi$  軸上の観測点  $(\xi, 0)$  での受信信号  $X_n(\xi, 0)$  は (6-1) と同様に

$$X_n(\xi, 0) = \frac{A(\xi_n, \eta_n)}{r_n} \exp\left\{-j \frac{2\pi}{\lambda} (r_n - r_0)\right\} \quad (6-13)$$

となる。ここに:  $A$  は点波源の強度 (複素),  $\lambda$  は波長である。  
また、

$$r_n = \sqrt{(\xi - \xi_n)^2 + \eta_n^2} \quad (6-14)$$

で与えられる  $r_n$  は、波源と観測点の距離である。(6-13)の位相項は  
ファークルドの場合はフラウンホーファ波として  $\xi$  に関する一次の項のみ  
で近似できるが、ファークルドの場合は (6-14) にその子を用いる。

対象を  $S$  領域内の点波源の集合と考え、各波の間には  
可干渉性はないものとする。また、観測は離散的に  $(\xi_k, 0)$   
 $k = 1, 2, \dots, K$  の  $K$  個の点で行なうとすると

$$X(\xi_k, 0) = \sum_{n=1}^N X_n(\xi_k, 0) \quad (6-15)$$

$$k = 1, 2, \dots, K$$

となる。ここに、 $N$  は波源の個数である。(6-15) の  $X$  は  
 $S$  領域中の像のフネル変換に対応し、像再生はこの観測信号の  
逆変換により得られ、 $(\xi_n, \eta_n)$  点の再生像は次式のようになる。

$$S(\xi_n, \eta_n) = \sum_{k=1}^K X(\xi_k, 0) W_{nk} \quad (6-16)$$

$$n = 1, 2, \dots, N$$

ここに、 $W_{nk}$  は複素ウェイトを表わす。 $S$  は波源の強度分布  $A$  に  
比例した再生像となる。

次に、波源の信号電力分布再生像  $P$  を考える。

$$P(\xi_n, \eta_n) = S(\xi_n, \eta_n) \bar{S}(\xi_n, \eta_n) \quad (6-17)$$

$$n = 1, 2, \dots, N$$

(6-16)(6-17)より

$$\begin{aligned} P(\xi_n, \eta_n) &= \sum_{k'}^K X(\xi_{k'}, 0) \bar{W}_{nk'}, \sum_k^K \bar{X}(\xi_k, 0) W_{nk} \\ &= \sum_{k'}^K \sum_k^K \bar{W}_{nk'} X(\xi_{k'}, 0) \bar{X}(\xi_k, 0) W_{nk} \\ n &= 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (6-18)$$

となる。ここで、記述を簡単にするために 次のようにベクトル量を導入する。

$$W_n^T = (W_{n1}, \dots, W_{nK}) \quad (6-19)$$

$$r_n = (r_{k'k}) \quad (6-20)$$

$$r_{k'k} = X_n(\xi_{k'}, 0) \bar{X}_n(\xi_k, 0) \quad (6-21)$$

$W_n$  は  $(\xi_n, \eta_n)$  点の 像再生ウェイト

並べた列ベクトル。  $r_n$  は  $n$  番目の 波源 の 相関行列,  $r_{k'k}$  は  
その要素である。 次に 入力全体に対する 観測点間の 相関行列を  
 $R$  とすると 前述のように 各波源 は 無相関であるから

$$R = \sum_n^N r_n \quad (6-22)$$

となる。 以上のように 定義された量によって 再生像  $P$  は 次式で表わされる。

$$P(\xi_n, \eta_n) = W_n^* R W_n \quad (6-23)$$

ここに、 $*$  は 複素共役転置を表わす。 相関行列  $R$  の 各要素を  
観測し、(6-23) において 像が再生されることになる。 実際には、 $R$  の  
要素は  $K$  個の 受波素子の リ=アレイ のうち 2 素子の それぞれ 組合わせ  
に対して、干渉計システムにより 相関を 測定する。 (6-16)(6-18) の  
像再生において、フレネル逆変換を行なう場合には ウェイトベクトル  
 $W_{Fn}$  の 要素は 次式で表わされる。



$$W_{Fnk} = f_k \exp \left\{ j \frac{2\pi}{\lambda} (l_{nk} - l_0) \right\} \quad (6-24)$$

ここに

$$l_{nk} = \sqrt{(\xi_k - \xi_n)^2 + \eta_n^2} \quad (6-25)$$

である。  
 $f_k$  はウィンドウ関数を表わす実数の重み付けである。この場合、(6-16)において  $k$  を無限大に、測定間隔を無限小に、 $f_k$  を定数にすれば、積分形式のフレネル変換となり完全な像が再生されるが、実際にはデータの有限性、離散性のために解像力の劣化やサイドローブ及びグレイティングローブを生じ、走査点以外の場所にある波源が妨害信号となって忠実度が劣化する。(6-23)の電力分布像を再生する場合にも同様の影響が生じることになる。

このような他波源からの混入を防止するため、前節に論じたニアフィールドアダプティブアレイを応用し、アダプテーションにより(6-18)の電力分布像の忠実な再生方法を提案する。これに伴う観測量は  $R$  行列の各要素であり、二つの観測点における信号の相関をとることによって得られる。この  $R$  行列は前節の焦点拘束式アダプティブアレイの入力相関行列に対応する。

アダプテーションによる像再生では、元の像の情報 ( $R$ ) を用いて前章の遠方界における像再生と同様に像の劣化を最小におさえる最適ウエイトを決定する。(  $\xi_n, \eta_n$  ) 地点を再生する場合の最適ウエイトベクトルを  $W_{opt.n}$  とすれば、アダプティブアレイの最適ウエイトと

同様に、

$$W_{opt,n} = R^{-1} C_n [C_n^* R^{-1} C_n]^{-1} \bar{H} \quad (6-25)$$

と与えられる。また焦点拘束条件は

$$C_n W = H \quad (6-26)$$

であり、 $C_n$ の $k$ 番目の要素 $C_{nk}$ は

$$C_{nk} = \frac{1}{l_{nk}} \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} (l_{nk} - l_0) \right\} \quad (6-27)$$

となる。ここに $l_{nk}$ は $(\xi_n, \eta_n)$ 点から $k$ 番目の観測点 $(\xi_k, 0)$

までの距離である。 $(6-25)$ の最適ウェイトベクトルは $(6-26)$ に

従って常に $(\xi_n, \eta_n)$ 点からの信号に対して一定の応答を与えつつ

それ以外の場所に存在する波源からの漏れ込みを最小に抑さえる。

このようにして得られたウェイトによってアダプテーションによる $(\xi_n, \eta_n)$ 点の像再生は、

$$P(\xi_n, \eta_n) = W_{opt,n} R W_{opt,n} \quad (6-28)$$

で与えられる。像全体を再生するには $(\xi_n, \eta_n)$ を走査することになるが、

各走査点毎に $(6-25)$ の演算を行なうのでフレネル変換よりは計算

時間が長くなる。

$R$ 行列の対角線要素は観測点における信号の自己相関であり、

受信系の内部雑音電力が混入する。この量を小さくすれば解像力が

上がるが過度に及ぶと走査点数を増さなければならないので

適当な選択が必要である。

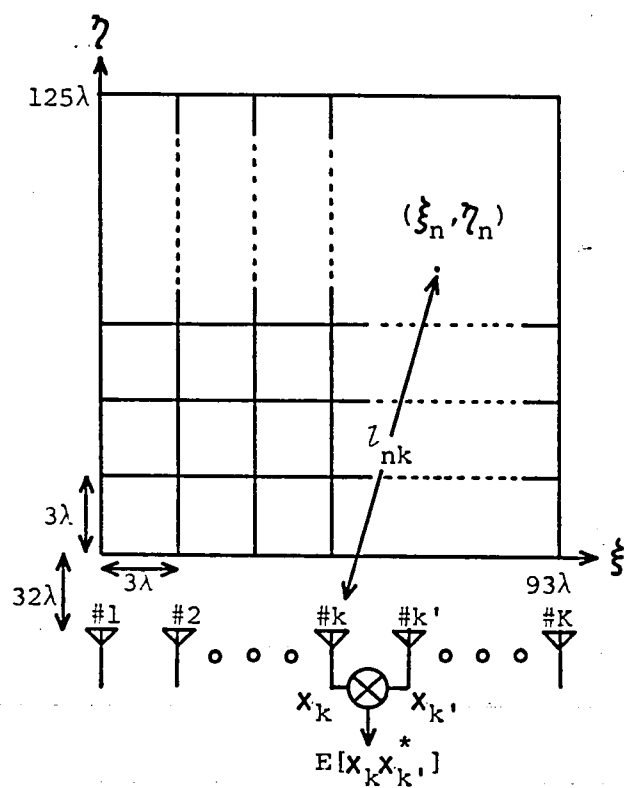


図6-4 計算機シミュレーションに採用した  
観測対象と観測系の配置

GRAY SCALE

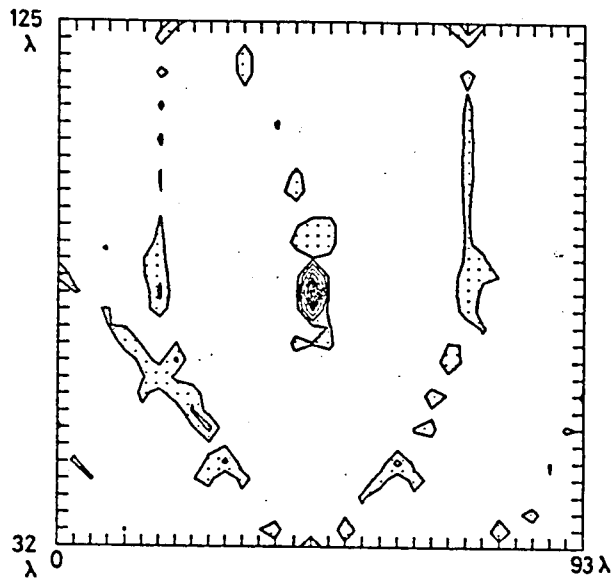
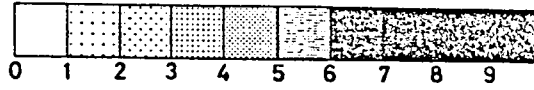


図6-5(a) 点像のフレネル変換による再生

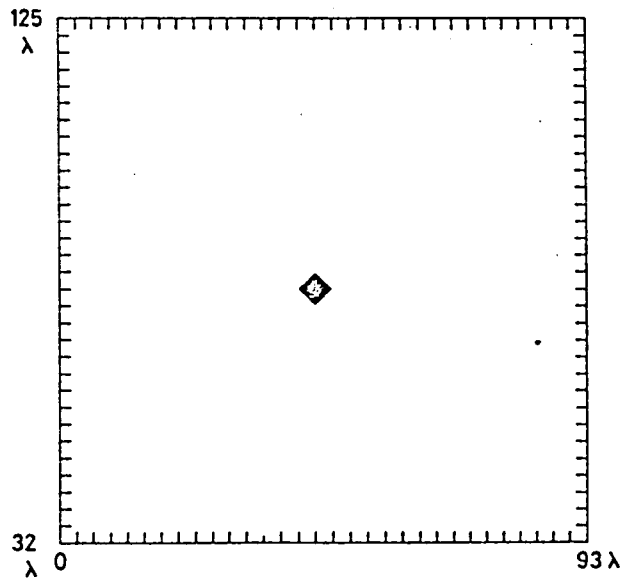


図6-5(b) 点像のアダプテーションによる再生

#### 4節 像再生の計算機シミュレーション

図 6-4 のように 像と 観測点とを配置する。像は  $z$ 、 $y$  軸方向にそれぞれ  $3\lambda$  離れた格子点上に存在する点の集合とする。再生対象領域は  $z = 0 \sim 93\lambda$ 、 $y = 32 \sim 128\lambda$  の正方形の領域である。観測点はこの領域の縁から  $32\lambda$  離れて、 $3\lambda$  の等間隔で  $32$  個を直線状に配置する。点像の強度はすべて等しいとする。

$R$  行列の各要素を (6-20) ~ (6-22) に従って計算し、観測データとする。 $W$  として それぞれ フレネル変換ウエイト、アダプテーションウエイトを用い (6-23) の像再生を行ない得られた像の比較を行なう。このシミュレーションでは  $R$  中の内部雑音を再生領域の中心に置いた単位強度の波源から観測点の中心へ到来する信号に比べて  $-60\text{dB}$  としている。

フレネル変換では ウエイト (6-24) 中の重み係数  $f_n$  はすべて 1 とした。

図 6-5 (a)(b) は、観測領域のほぼ中心におかれた点像を観測し、それぞれ (a) フレネル変換、(b) アダプテーションによって像再生した結果を示した図である。像再生の結果を 10 段階の等高線図で示し、二つの等高線で囲まれた面積とその強度に対応した濃淡で示している。フレネル変換の像再生 (a) では、変換データの有効長 (この場合は  $93\lambda$ ) によって解像力が限定されるから、少しぼやけた像になる。また、奥行き方向に長くぼやけていてその方向の解像力の悪い事が示されている。さらに、もともと像のない場所にも

GRAY SCALE

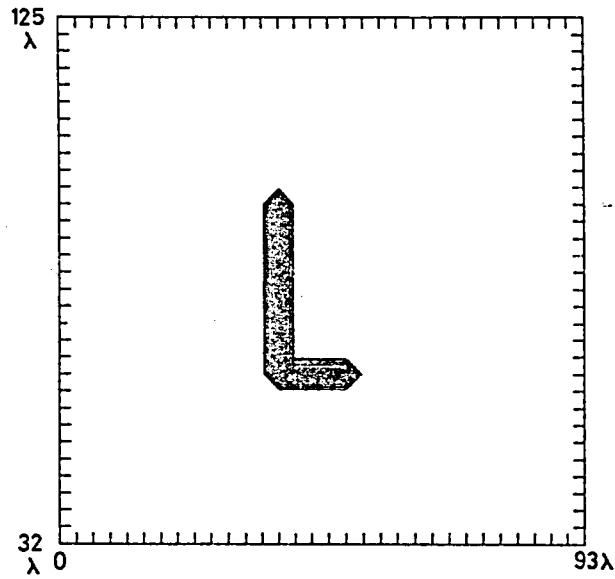
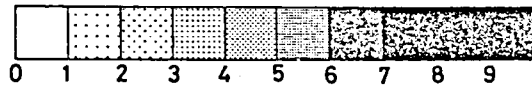


図6-6 (a) L形の実像

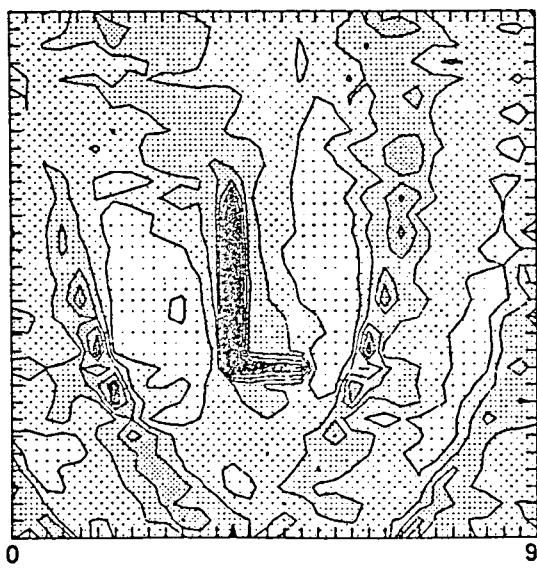


図6-6(b)フレネル変換による再生

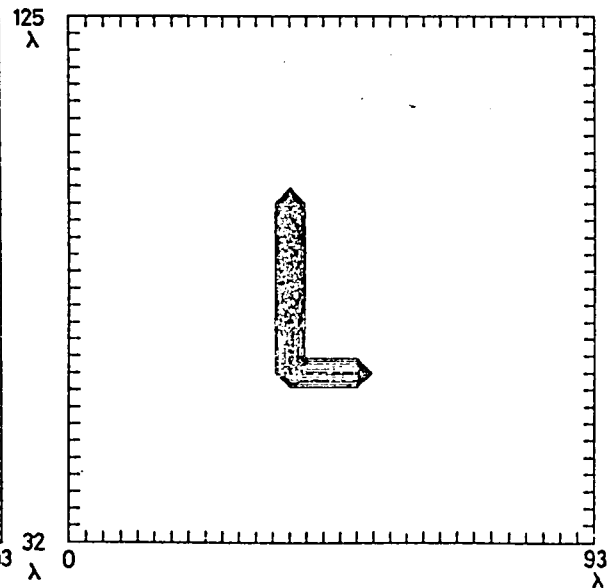


図6-6(c)アダプテーションによる再生

GRAY SCALE

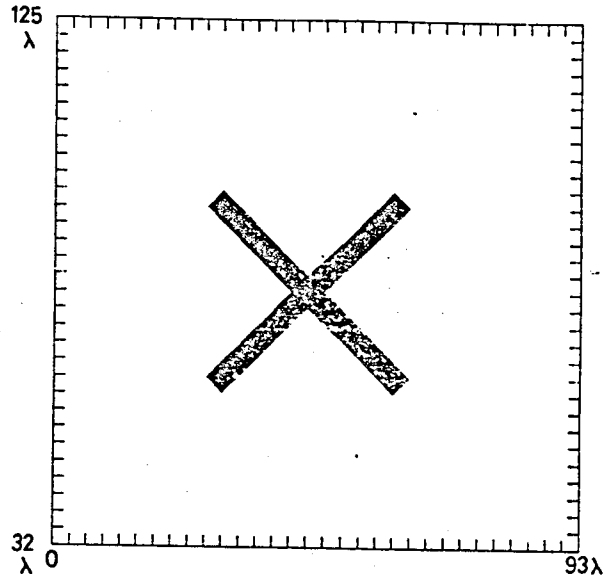
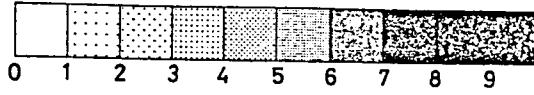


図6-7(a) X形の実像

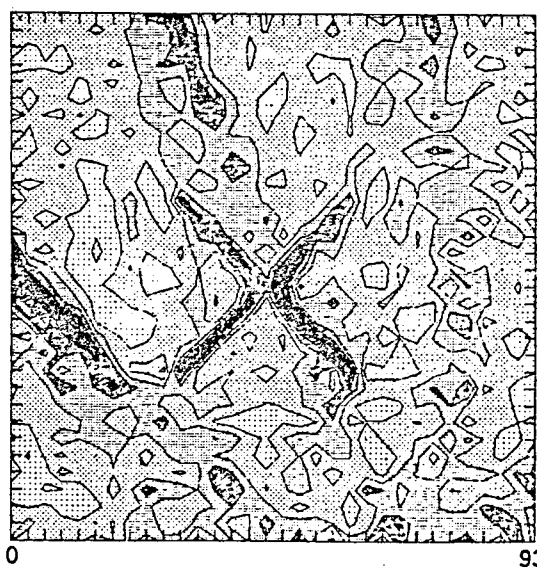


図6-7(b) フレネル変換による再生

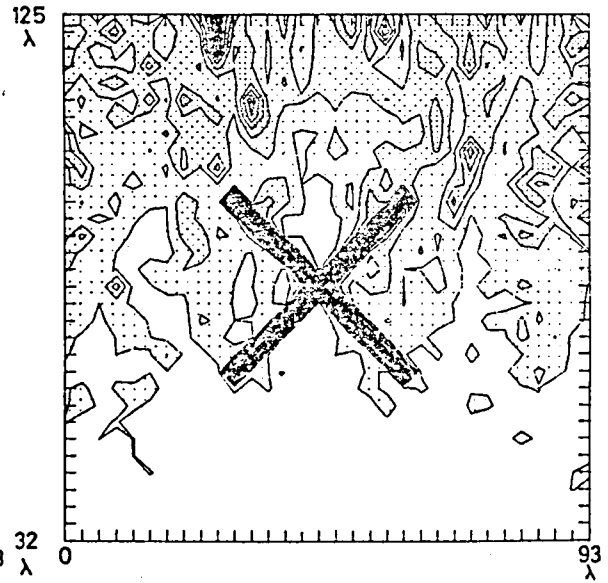


図6-7(c) アダプテーションによる再生

現われている像は、その地盤を再生する場合のウェイトの作るパターンのサイドローブや グレイティングローブが中心の真波源を拾っているために生じる偽像であり、さらに複雑な像の再生の場合には、この偽像が重なり合って再生の忠実度を劣化させる。

アダプテーションによる像再生では、(b)のように非常に小さい点像が再現できる。中心で黒く見えているのは密にフジ田等高線であり、忠実度の良さが明らかに現われている。アダプテーションによる再生では走査点以外の像の影響を除去するように、パターンがこの点像をよける（アンテナパターンで言えば、ヌルを向けること）ため、忠実な再生像が得られる。

次に、さらに複雑な像再生の例を2例示す。図 6-6 (a)は設定した像であり、奥行き方向に長さ 30入、横方向に 12入の長さの L 形である。(b)はフレネル変換による再生像であり、点像の再生の項で述べたように偽像が重なり合って、あたかも再生領域全体にわたって波源が分布しているように見える。(c)はアダプテーションによる再生像であり、忠実に L 形が再生されている。

図 6-7 (a)はもう一つの例の設定像であり、長さ 42入の線分により構成される X 形である。(b)はフレネル変換による再生像であり、L 形の場合よりさらに劣化し、X 形の像そのものも壊れていることが示されている。(c)はアダプテーションによる再生像で X 形が



はよりと示されている。このX形が太くみえているのは、点像の場合と同様に密につまった等高線によるものである。L形の場合にくらべX形の場合に汚染が混っているが、与えた像がより大きくて平面的な広がりを持つため、アダプテーションの自由度が不十分になったためである。さらにアダプテーションにおいては観測点へ入射する信号の距離による減衰を考慮し、遠方ほど重みを付けて再生しているため、代って遠くの偽像が強調される結果となった。

## 5 節 結 言

ファーストにおいて開発した方向拘束式アダプティブアレイの拘束条件を焦点拘束に変更することにより、ニアフィールドに対するアダプティブアレイを構成した。これを用いることにより、ニアフィールドに点在する波源を分離して観測できることが計算機シミュレーションにより確かめられた。このニアフィールドアダプティブアレイの応用によりパッシブなホログラフィにおける像再生の質を向上させる手法を開発し、その動作を計算機シミュレーションによって確かめた。アダプテーションによる像再生は従来のフレネル変換による像再生にくらべ約3倍の計算時間を必要とするが、再生像は格段に良くなること示された。例では二次元像を設定しているが、観測も平面状に行なうことにより容易に三次元モデルに拡張が可能である。

## 第7章 アダプティブアレイシステム

### 1 節 序 言

1970年に初めて Riegler と Compton<sup>(58)</sup> により アダプティブアレイのハードウェアシステムが試作され、その成果が発表された。このシステムは 中間周波数 65 MHz に おいて、フィードバック系も含めすべて アナログ回路により構成された 2素子の LMSE に基づいたアダプティブアレイであった。以来 この10年間に 様々なシステムが試作され、発表された。<sup>(59)~(63)</sup> (序論を参照) その中の多くは LMSE に基づく制御方式によるシステムである。LMSE は 参照信号として 適当な信号源が与えられれば、特に 製作上 ウェイトの特性や位相の問題など 重要視する必要がなく、フィードバック回路も単純なアナログ系により構成できるため、製作の対象にしやすい。しかし、実用面では 参照信号を得るのが 困難であるため 用途が限定される。

これに対して 本論を通じて 論題としている 方向拘束式アダプティブアレイは、制約が少なく 実用的であり 応用範囲が広いことが、その理論、又は 計算機シミュレーションによって示されている。しかし、その制御アルゴリズムにも 示されるように 常に 拘束を満たすように ウェイトを制御しなければならないことから、フィードバック量を 拘束面に投影するために 投影行列  $P$  を用いた 行列の掛け算が必要となる。このような多くの演算を

正確に実行するアナログ系の実現は不可能であった。

最近ではデジタル技術が発達し、特にマイクロコンピュータに関する技術の発展には目覚ましいものがある。マイクロコンピュータは名前はコンピュータであるが、その多くは機器組み込みとして用いられ、従来の回路技術では困難であった高度の機能も果たしている。拘束式アダプティブアレイもこのマイクロコンピュータの出現によって制御系の複雑な演算が容易かつ高速度で行なえるようになってそのシステムの実現化が可能になった。

従来のアナログ信号系にデジタルプロセッサを組み込むためにはその境界の設定が問題となる。その一つの極端としては、入力信号を量子化し、すべてデジタル処理を行なった後、 $D/A$ 変換によってアナログ信号を出力するという全デジタル方式が考えられ、また逆の極端としては、できる限りアナログ回路を用い、制御に必要となる演算部のみデジタル化するハイブリッド方式が考えられる。全デジタル方式はサンプリング定理を満足させるに十分な高速度のマイクロプロセッサと $D/A$ 変換器とを必要とするため現時点では実現困難である。本論文ではフィードバック信号を $D/A$ 変換してデジタル的に行なうが情報はアナログ回路のウェイトで処理するという準デジタル方式を周波数1 KHzにおいて実施し、また前述のハイブリッド方式については50 MHzで行なった。この両者のシステムの試作及び実験による評価を本章で述べる。

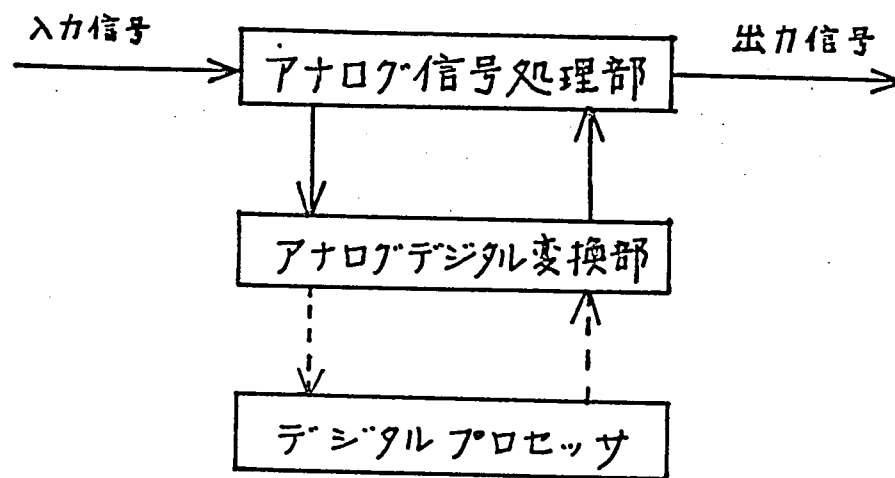


図7-1 アダプティブアレイシステムの構成

## 2 節 アダプティブプロセッサ

本節では 前述の 両方式に 共通な デジタルプロセッサ部について 論じる。図 7-1 において 入力信号は、アナログ信号処理部を通り、さらに  $A/D$  (アナログデジタル) 変換部を経て デジタルプロセッサ部にいる。アナログ信号処理部は 図 2-1, 図 2-2 に示した トランスバーサル フィルター 又は  $90^\circ$  ハイブリッドを含む、可変ウエイトで そのらの値により 系の伝達特性を変化させる。このウエイト値の制御を デジタルプロセッサで行なうが、そのアルゴリズムは (2-50) で示した方式を用いる。

即ち

$$W(m+1) = P[W(m) - \mu X(m) y(m)] + F \quad (7-1)$$

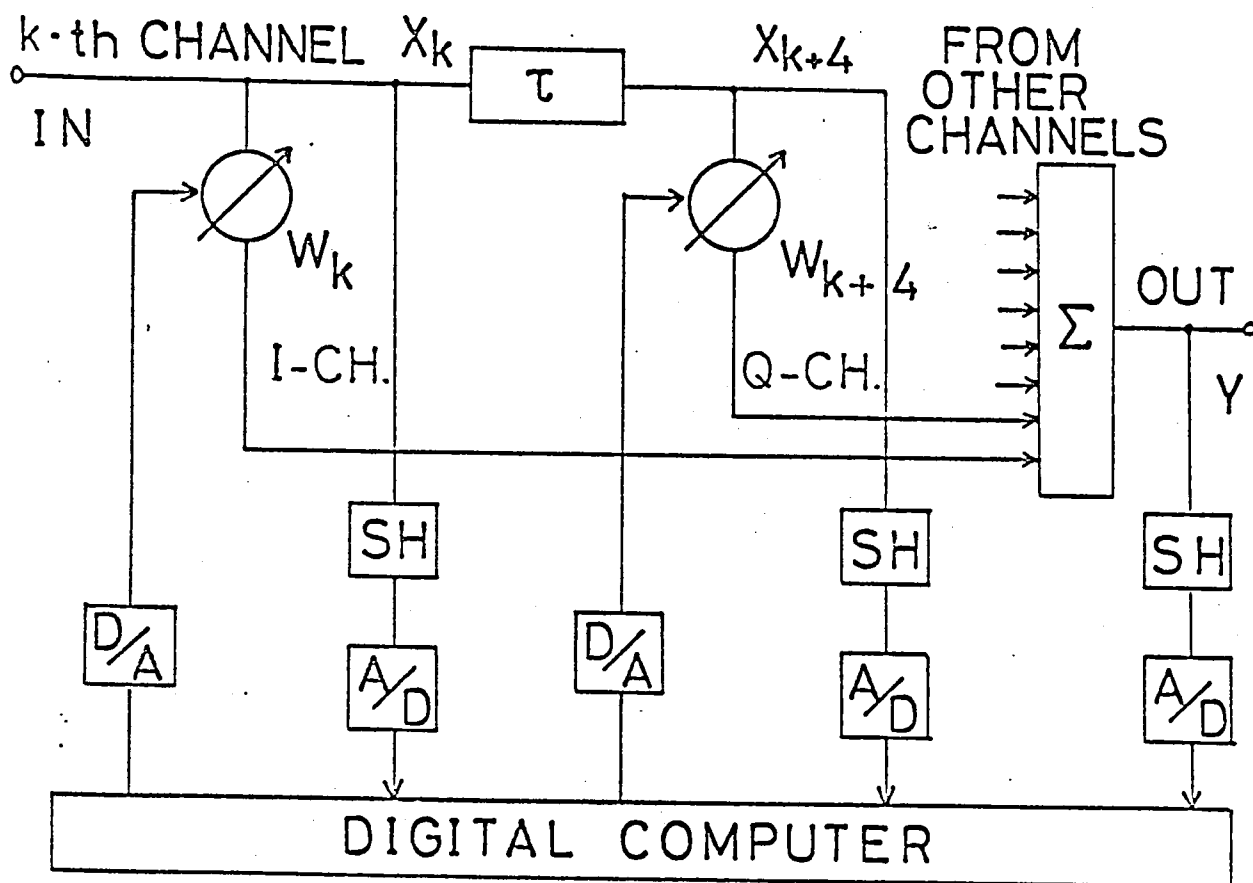
である。この中の  $P$ ,  $F$  に関係する行列演算は デジタルプロセッサが受け持つ。制御のための フィードバック量  $X(m)y(m)$  の抽出方法は 前節に述べたように 2 種のシステムで異なる。デジタル方式では 入力と出力の瞬時値  $X(m)$  及び  $y(m)$  を量子化し、その積演算を デジタルプロセッサで行なう。入力信号を直接  $A/D$  変換するためには扱える 周波数の上限は  $A/D$  変換器の性能により定まる。我々のシステムでは 設計周波数を  $1\text{KHz}$  とした。この瞬時値 サンプリング方式は 計算機シミュレーションと同一の手法である。ハイブリッド方式は このフィードバック量  $X(m)y(m)$  の演算をも アナログ相関器により実行する。 $X(m)y(m)$  の 時間相関は 入力信号のエルゴート性も仮定される。

$$\begin{aligned}
\int_{-\infty}^{\infty} x(m) y(m) dt &= E [x(m) y(m)] \\
&= E [x(m) x(m)^T W(m)] \\
&= R_{xx} W(m)
\end{aligned} \tag{7-2}$$

である。実際は積分区間は  $\int_{mT_s}^{(m+1)T_s}$  ととり、この積分時間  $T_s$  は、入力波間の相関時間より充分長ければ (7-2) の良い近似を与える。このようなフィードバック量を用いることにより 4 章に述べたように非常に良好な定常特性が期待できる。このハイブリッド方式ではアナログ相関器はアナログ信号処理部に含める。

デジタルプロセッサには 16 ビットマイクロコンピュータ (LSI-11) を使用する。試作実験のために コンソール、フロッピーディスク、ラインプリンタ、OS (Operating System) により構成された汎用システムを用いるが実際にはプログラムを固定した組み込みシステムが適当である。アナログデジタル変換部は双方向共に 12 bit の変換器を用いた。アダプティブフィルのヌル生成は正確な情報とウェイトの微妙な値を必要とするために、この量子化数も決定した。

デジタルプロセッサ、AD 変換器は完成品を用い、DA 変換器は IC モジュールを用い制作した。アナログ信号処理部はそれぞれの回路に要求される性能に合わせてデバイスを選定し、試作して性能を比較し、最終的に最も良いデバイスを用い製作した。ソフトウェアはフォートランとアセンブラを用いアルゴリズムは高速化を目的として 16 ビット



$\tau$  : TIME DELAY SH: SAMPLE&HOLD  
 $W$ : VARIABLE GAIN AMP.  $k=1,2,3,4$

図 7-2 オーディオ帯域準デジタルシステムハードウェアの構成

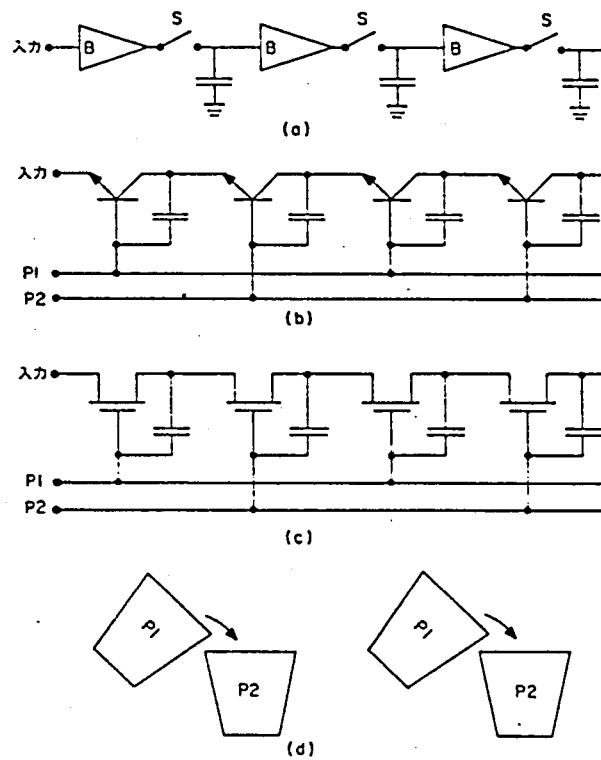


図 7-3 BBD の原理

(a) 理想的バッチャ・アンプ (b) bipolar BBD  
(c) MOSFET BBD (d) 概念図

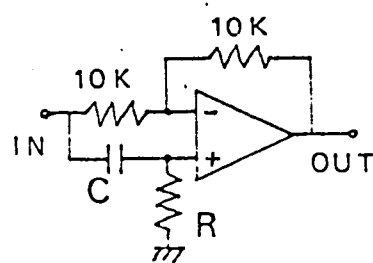


図 7-4 OPアンプを用いた CR 移相器



整数型の演算を行っている。次節にオーディオ帯域準デジタルシステム。  
4節にRFハイブリッドシステムについて論じる。

### 3節 オーディオ帯域準デジタルシステム

#### 3-1 システムの構成

このシステムは図2-1のようにトランバーサルフィルタタイプのアナログ信号処理部により構成され、そのタップ数 チャンネル数は4である。チャンネル当りのシステムブロック図を 図2-2 に示す。

**タイムディレイ** 遅延回路の役割は設計周波数において  $\frac{\pi}{2}$  位相差をもつ直交成分を発生させることである。 $\frac{\pi}{2}$  位相差は  $\frac{1}{4}$  周期に相当する時間差で表えられるため、周波数に比例して長くなる。音声領域 1KHz において伝送線又は遅延線を用いば極めて長くなり、その減衰も大きく不適当である。このため、次のような2種のデバイスを検討した。1) BBD (Bucket Brigade Device) 2) CR移相器

BBD は CTD (Charge Transfer Device) の一種であり、その基本構成を 図2-3 に示す。その動作はコンデンサをバケツとみなすと概念図が示すように水を順ぐりに移しかえる動作に相当する。実際にはスイッチングによるコンデンサの電荷の移しかえが信号の伝達動作に相当する。この遅延時間はコンデンサの段数に比例し、スイッチングを制御するクロック周波数に反比例する。BBD はタイムディレイと似た特性を備えているが、実際には減衰が大きく、それは出力信号に、

クロックパルスが混入する時の SN比が低い。

この

クロックパルスを除去するためには LPF (Low pass filter) を用いることが考えられる。しかし、LPF の位相特性が与える影響は大きく、結局

BBD は アダプティブシステムの タイムデレイとしては 不適当であると結論

した。CR 移相器は 図 7-4 のように IC化された 差動アンプ (OpAmp)

を用いて簡単に構成でき、その移相量は コンデンサ C と抵抗 R の

値により  $\frac{\pi}{2}$  に調整することができ、その移相特性は 時間遅れに

換算すれば

厳密には 一定のタイムデレイとして

用いることはできない。しかし、妨害波除去という立場からは 特に タイム

デレイに限定する必要がなく、また回路が簡単で減衰がなく

SN比が良いことから この CR 移相器を採用した。

## ウエイト

ウエイトは 電圧制御の可変利得増幅器によって実現される。このウエイトに要求される条件を次に示す。

- (i) 正負の利得を実現する。即ち 正の制御電圧に対する出力と負の制御電圧に対する出力は 逆相である。
- (ii) 入出力間での 位相関係が 制御電圧等が変化しても一定である。
- (iii) 振幅・位相とも 周波数特性が良い。
- (iv) 制御電圧に対して 利得が 直線的に変化する。つまり、計算機で計算されたウエイトをできるだけ 高精度で実現することである。
- (v) 利得の ダイナミックレンジ (Dynamic Range) が広い。即ち、

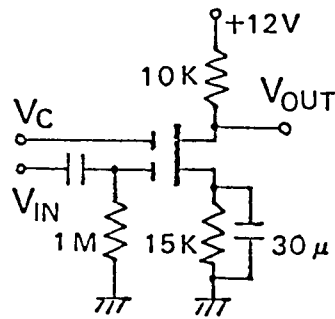


図7-5 Dual-Gate FETを用いた  
可変利得増幅器

$V_{IN}$  : 入力,  $V_{out}$  : 出力  
 $V_C$  : 制御電圧

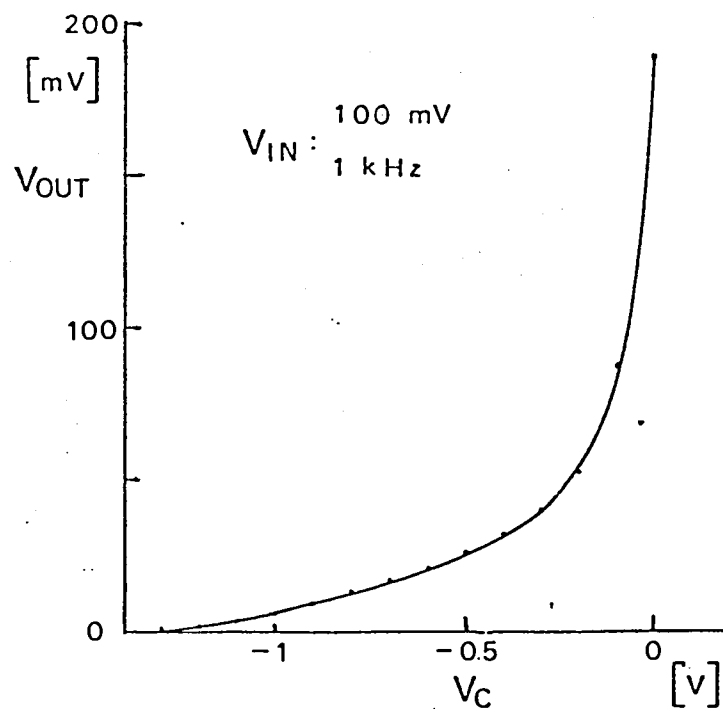


図7-6 Dual-Gate FETを用いた可変利得増幅器の  
利得制御特性

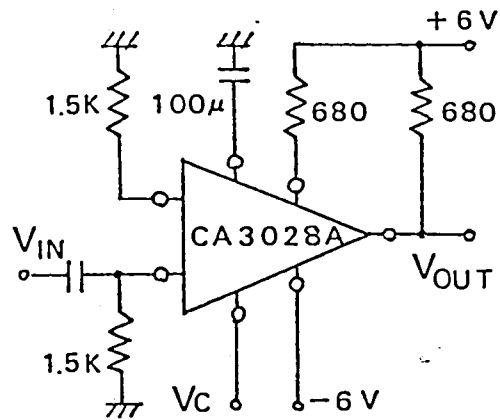


図 7-7 OPアンプを用いた可変利得増幅器  
 $V_C$ : 制御電圧

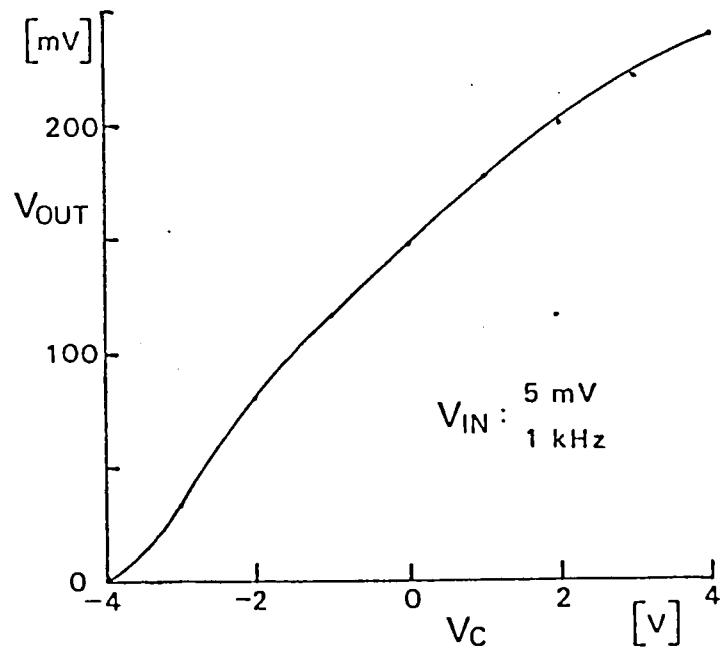


図 7-8 OPアンプを用いた可変利得増幅器の  
 利得制御特性

最大利得/最小利得の比が大きいという事で 制御電圧ゼロで  
利得がゼロならば ダイナミックレンジは 無限大である。現実的には  
D-A 変換器が 12 bit の入力を持っているので このうち使えるだけ  
多くの bit を有効に使うことが 目的である。例えば 60dB の  
ダイナミックレンジがあれば D-A 変換器 の 12 bit のうち 10 bit を  
有効に利用できる。

これらの条件を満たす ウェイトを実現するために、次の素子について  
試作し、実験を行った。

Dual - Gate FET

OP アンプを用いた 可変利得増幅器

アナログ掛算器 (平衡変調器)

フォト・カプラー (Photo coupler)

Multiplying D-A 変換器

Dual - Gate FET この素子は 図 7-5 のように 2 個のゲートの  
うちの片方に 直流制御電圧を加え、その利得を制御する。入力  
電圧  $V_{IN}$  を一定にし、出力電圧  $V_{out}$  の制御電圧  $V_c$  依存性を  
図 7-6 に示す。この特性は直線性が悪く、条件 (iv) を満たない。

可変コンダクタンス OP アンプ      バイアス電流の制御による

コンダクタンスの変化によって その利得を変化させることが出来る IC 型の  
OP アンプである。この回路図を 図 7-7 に、その特性を 図 7-8 に

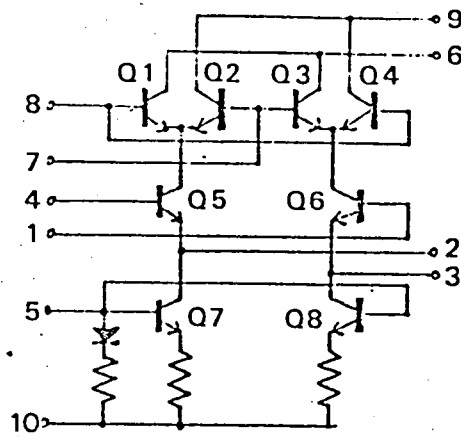


図7-9(a)  $\mu A796$  の等価回路

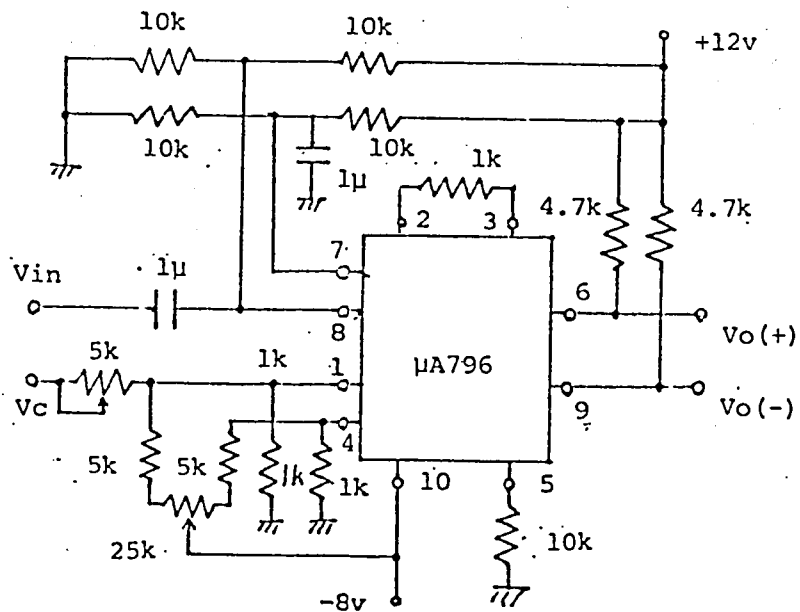


図7-9(b) アナログ掛算器を用いた可変利得増幅器

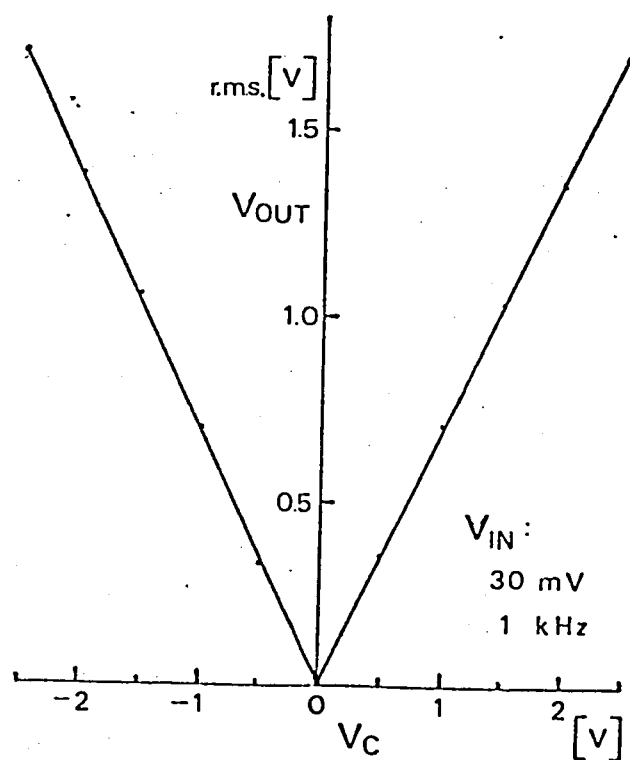


図7-10 アナログ掛算器を用いた可変利得増幅器の利得制御特性

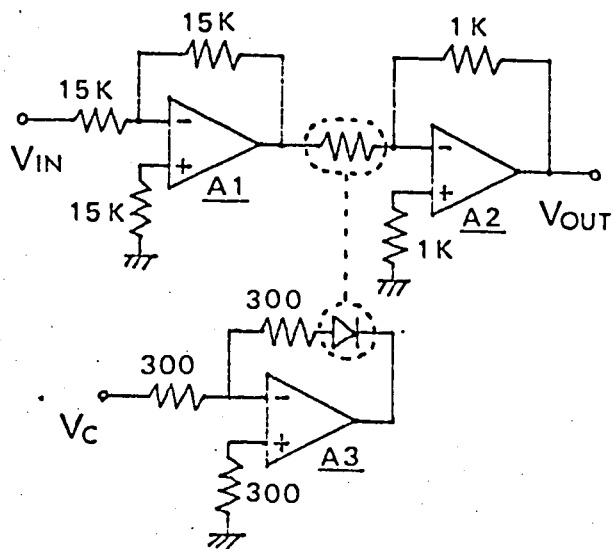


図7-11 フォトカプラーを用いた可変利得増幅器  
OPアンプ:  $\mu A 741$

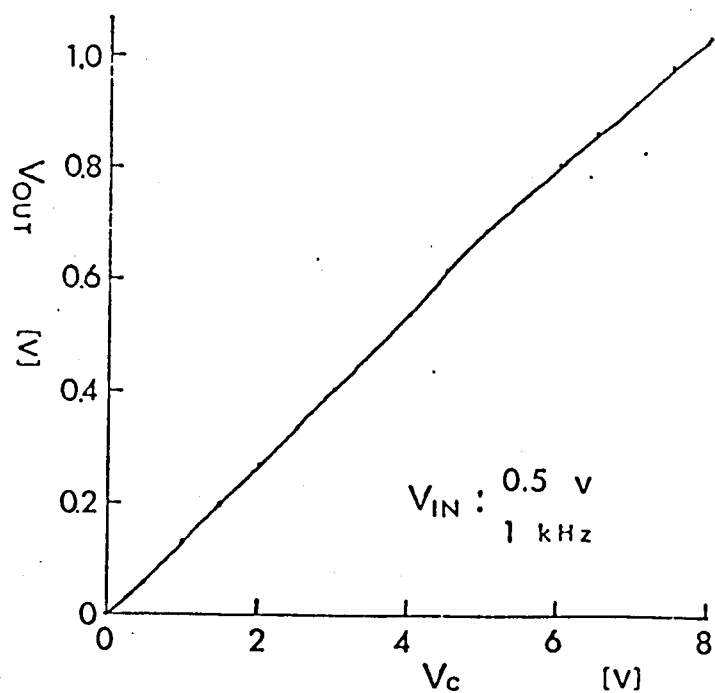


図7-12 フォトカプラーを用いた  
可変利得増幅器の利得制御特性



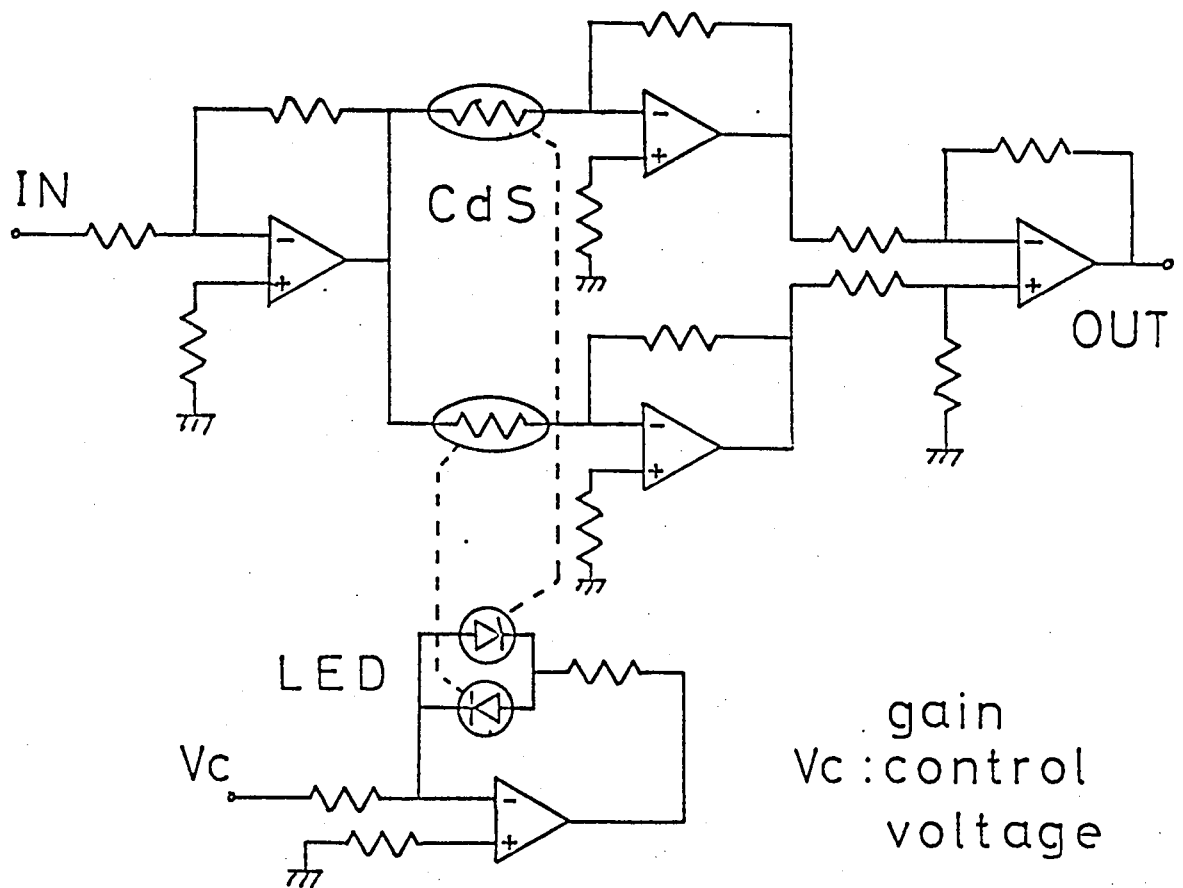


図7-13 フォトカプラーを用いた正負の利得を實現する  
可変利得増幅器の回路図

示す。この素子の示す特性も直線性が悪い。

アナログ掛算IC このICは二重平衡変調専用のICであり、基本的にはダイオード型のリング変調器と同様の動作を示す。従って変調波入力端子に直流電圧を加えることにより搬送波に加えられる信号に対する利得を制御することが出来る。その内部回路と可変利得増幅器としての回路を図7-9(a)(b)に、またその特性を図7-10に示す。この回路の特徴は単一の制御端子に加える直流電圧の正負により、出力の位相の正逆を可変で可することであり、条件1を満たす。またその直線性も良い。(ただし、許容信号入力電圧が $80mV_{p-p}$ と小さく、入力信号に対してのダイナミックレンジが小さいこと、また非線形動作による高調波歪みが大いため、ウェイトとしては不適当である。

フォトカプラ CdSと発光ダイオードを組み合わせたフォトカプラを用い、図7-11のような回路を構成した。V<sub>C</sub>に加える電圧により発光ダイオードを流れる電流を制御し、その光によってCdSの抵抗値が変化するためOPアンプの利得が変化するという原理である。その制御特性は図7-12のように良好であり歪みも少ない。図7-11の回路は負のウェイト、つまり位相の逆転の機能が無い。このため図7-13のように反転・非反転増幅器を結合した。それぞれ反対方向に接続したLEDにより制御され、逆電圧を加えられる

LEDは発光せず 従って CdS の インピーダンスは無限大で その増幅部が切り離されることになる。 従って制御電圧の正負によって正逆いずれかの増幅器のみを働かすことになるため、正負のウェイトが実現できる。 実際にはウェイトとしてこれを採用した。

Multiplying DA変換器 一般のDA変換器はデジタル量に対応した直流電圧を出力する動作をする。 Multiplying DAC は その基準電圧端子に実信号を加えることによって、直接デジタル的に減衰量を制御する。 その精度は理論的に  $\frac{1}{2}LSB$  であるため、直線性ダイナミックレンジ歪み率、許容入力など共に良い特性を示す。 さらに 入力周波数帯域は 20MHz までのびており、期待される素子である。 (しかしこのICは入手難であり採用を断念した。

デジタルシステムにおける主要な回路を以上のように決定した。 図7-2に示されている出力を合成する加算回路としては、周波数が低いためには OPアンプによる加算器を用いた。 さらにフィードバック量を構成するための  $X(m)$ ,  $Y(m)$  としては位相のずれが生じないように同時に値を得ることが必要である。 このような要求から各端子にそれぞれ各1個のサンプルホールド回路を設けた。 サンプルされた電圧の  $\%$  変換は 1個の  $\%$  変換器をマルチプレクサにより切り換える方式である。

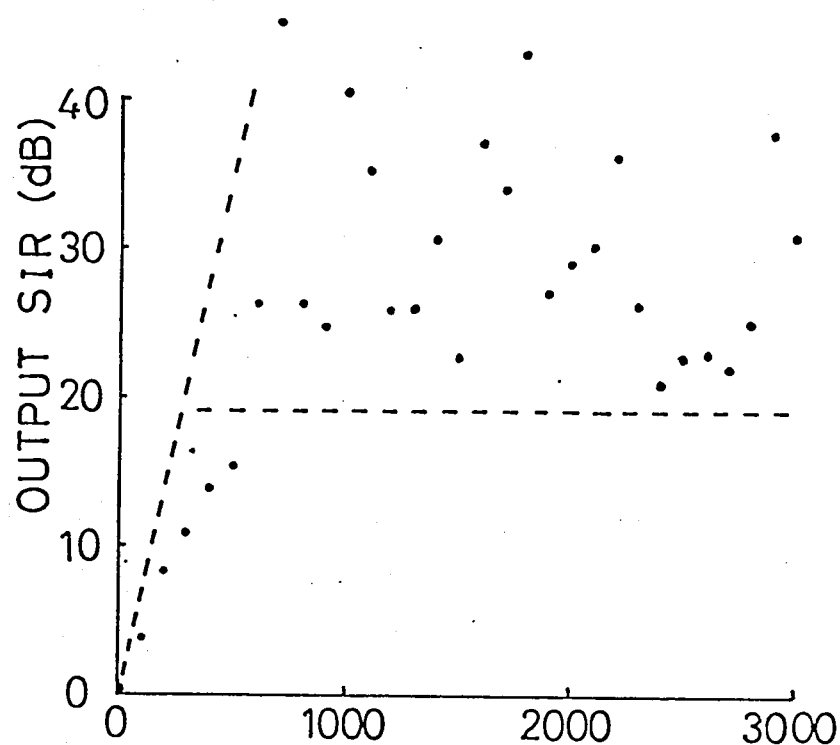


図 7-14 (a)  $60^\circ$  から入射する CW 妨害波に対する  
アダプティブアレイの SN 比 学習特性  
入力 SN 比:  $-15\text{ dB}$ , 所望波入射方向  $0^\circ$

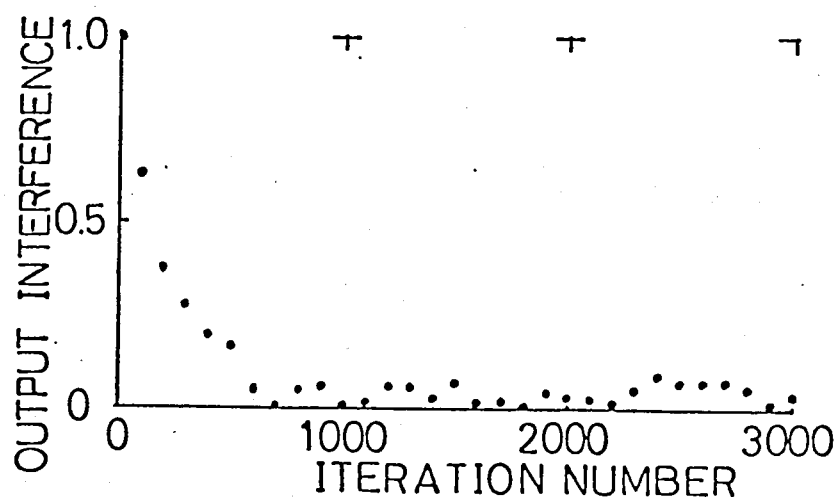
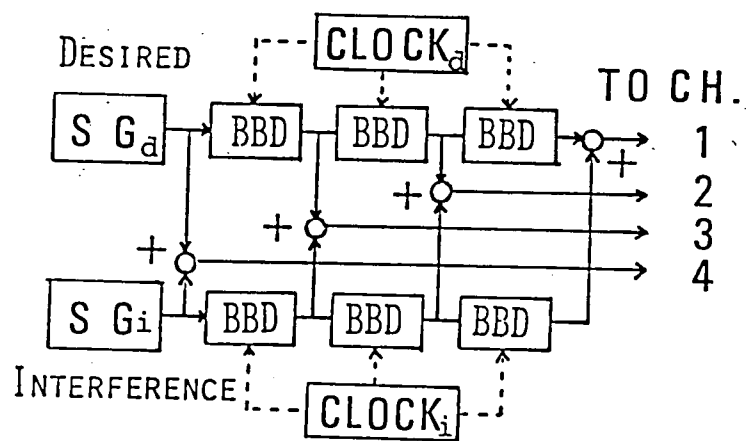


図 7-14 (b) 妨害波成分除去学習特性



• CLOCK FREQUENCY DECIDE THE DELAY TIME

图 7-39 BLOCK DIAGRAM OF INPUT SIGNAL SIMULATOR

## 3-2 実験

オーディオ帯域 デジタルシステムの 実験入力としては 図 7-39 に示す 入力シミュレーションを用いた。  $\frac{\lambda}{2}$  間隔 リニアレイを想定し、入射角に 依存する 各素子への通路長差の 伝搬時間の 遅れを 先に述べた BBD を用いて 作り出している。 その遅れ時間は クロック周波数に 対し 可変で、任意の入射角に 設定することが出来る。 この装置を 2 系統 と、SG を 2 台 用いることに より、 所望信号と 妨害波を 一波ずつ 発生させ、 アダプティブレイの 4 チャンネル入力端子に それぞれ加える。

実験は 所望信号には CW を、 妨害波には CW と 帯域信号波を 用いた。 ウェイトの 初期値は 等振幅 等相振である IF を 採用した。 所望信号は  $0^\circ$  方向、 妨害波は 種々の 方向に 設定し、 アダプテーション の 実験を行なった。 その動作の 評価には アダプテーションの 途中 又は 収束後に 一時的に ウェイトを 固定し、 その時の 出力 SN 比、 指向性 パターン、 スペクトル を 測定し 用いた。 内部雑音が 小さいため、 SN 比としては 信号成分 妨害波成分を 単独に 測定し、 その比を 求める。 指向パターンは 入力シミュレータの 片方の SG のみを用い、 BBD の クロック周波数を 変えることにより 入射角を 走査し、 測定する。 出力スペクトルは 実出力を FFT アナライザに 入力し、 そのフーリエ変換 表示を 写真撮影する。

### 1) CW 妨害波に対する SN 比 学習特性 (図 7-14(a))

$60^\circ$  から CW 妨害波が入射し 入力 SN 比は  $-15\text{dB}$  である。

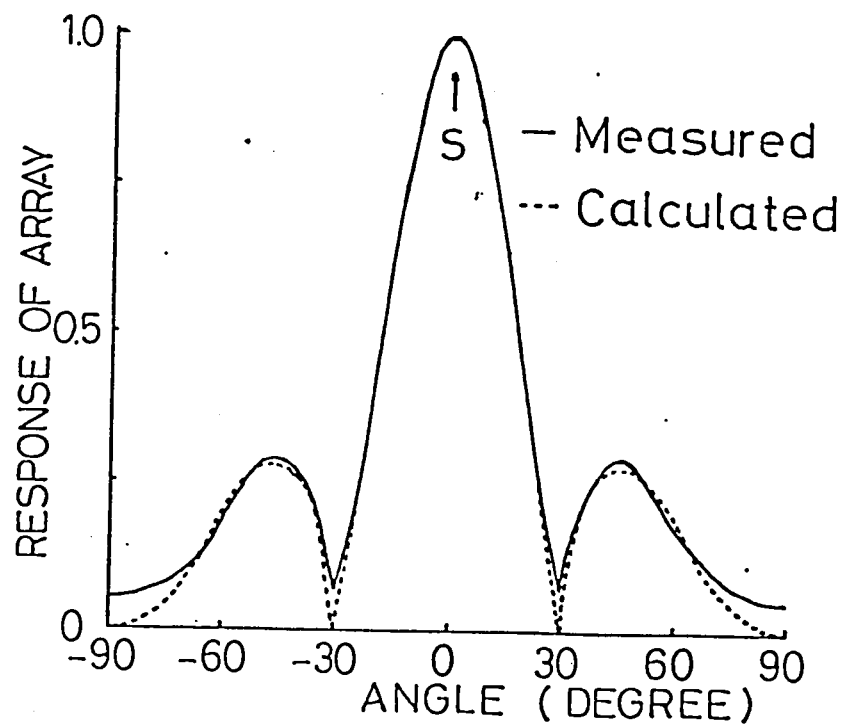
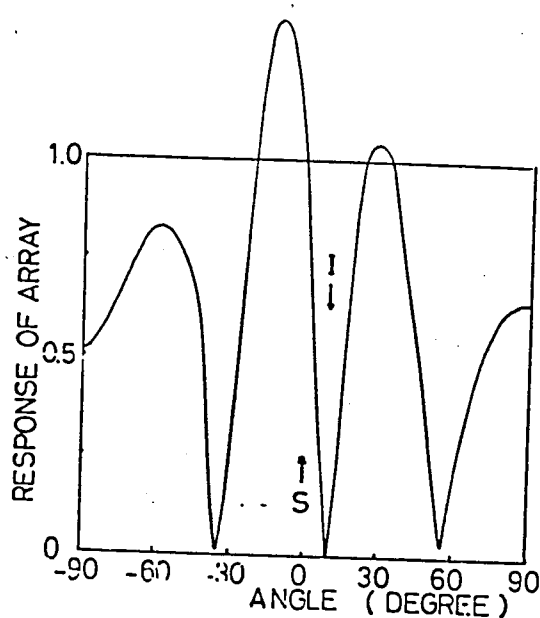
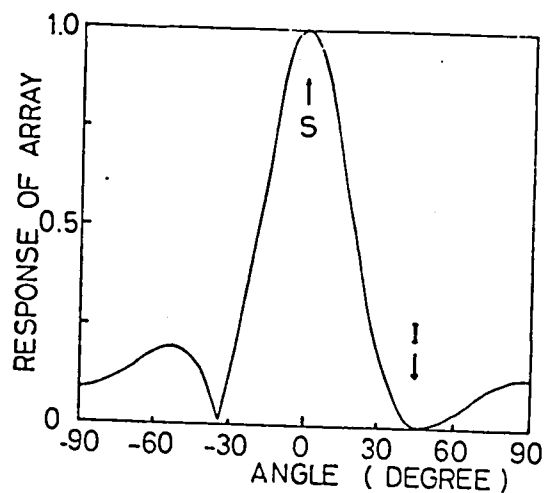


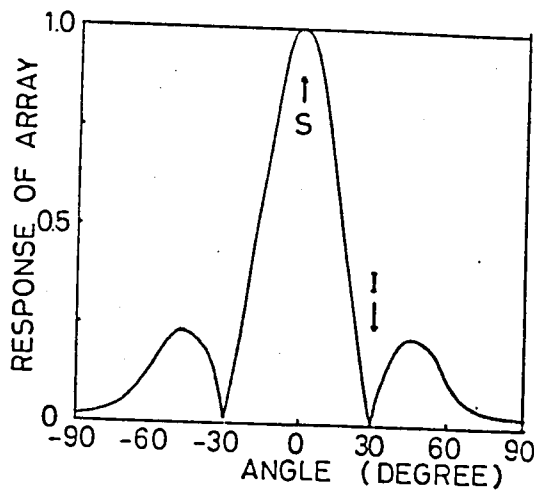
図7-15 初期指向性パターン  
 拘束方向  $0^\circ$   
 実測値と計算値



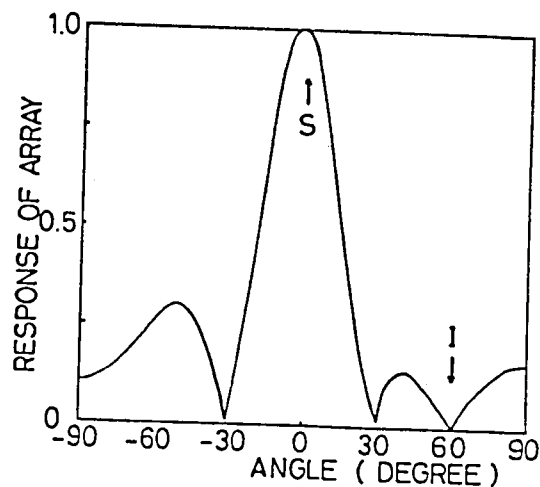
(a)



(c)



(b)



(d)

図7-16 CW妨害波に対してアダプティブアレイが示す  
最適指向性パターン (実測)

所望波方向  $0^\circ$

妨害波入射方向 (a)  $10^\circ$  (b)  $30^\circ$  (c)  $45^\circ$  (d)  $60^\circ$

入力SN比

$-17\text{dB}$   $-37\text{dB}$   $-26\text{dB}$   $-30\text{dB}$

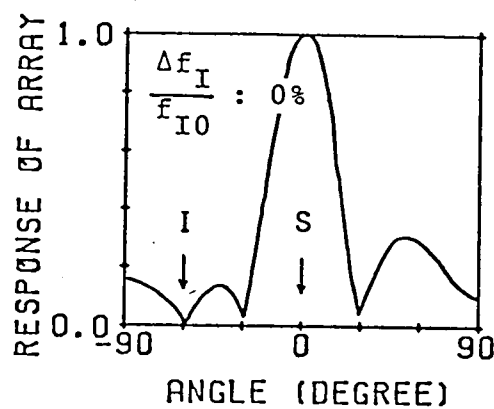


初期状態では 妨害波をサイドローブで受信しているため、SN比は低い。アダプテーションにより SN比が上昇し、約600回の反復計算により収束し、SN比は20dB以上を達成する。斜めの線は収束特性の期待値を、20dB付近の横線は4章に述べた定常特性 即ち 瞬時値制御によるウエイトの最適値の周りの変動に起因する SN比の劣化の90%下限を表わす。内部雑音成分が小さいため、理想的な最大SN比は非常に高く、

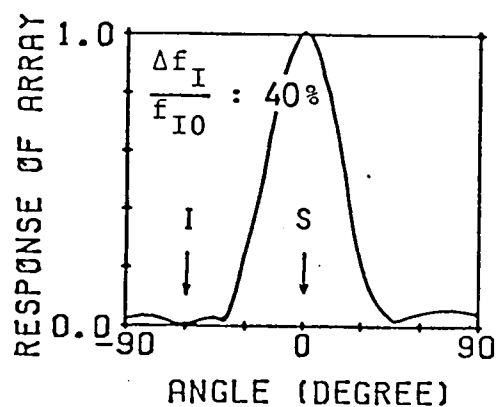
そのため SN比のぶらつき (FW) が大きくなっている。(b)は妨害波成分のみをモニターした結果であり、アダプテーションにより除去していく過程がはっきり示されている。

## 2). CW妨害波に対する最適化後のパターン

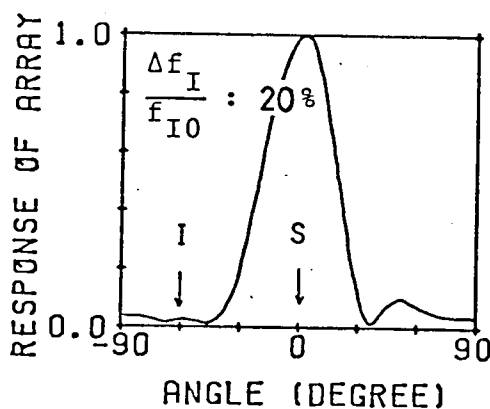
図7-15に 初期状態における指向性パターンを示す。デジタルプロセッサが出力した数値ウエイトにより計算したパターンを破線で示す。これは2章に示した計算機シミュレーションにおける初期パターンである。実線が示すように 実測されたパターンは そのウエイトの誤差 (ウエイトの特性の直線性の誤差) により 変った形を示す。図7-16(a)(b)(c)(d)に 妨害波入射方向が  $10^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $60^\circ$  の場合には それぞれアダプテーションにより達成した最適指向性パターンを示す。入力SN比は それぞれ  $-17\text{dB}$ ,  $-37\text{dB}$ ,  $-26\text{dB}$ ,  $-30\text{dB}$  である。いずれの場合にも 妨害波方向にヌルを作り、その除去能力を示している。



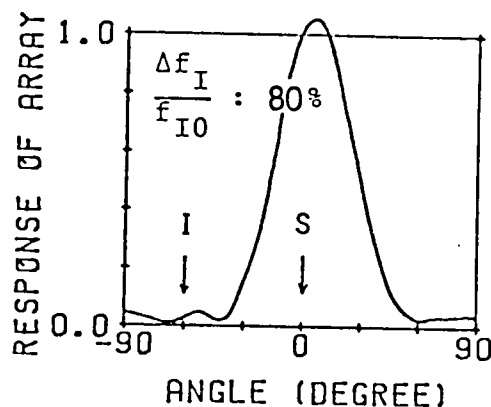
(a)



(c)



(b)



(d)

図7-17 広帯域妨害信号に対しアダプティブアレイによる最適指向性パターン

所望信号入射方向  $0^\circ$ , 妨害波入射方向  $-60^\circ$

入力SN比  $-20\text{dB}$

妨害波比帯域 (a) 0% (b) 20% (c) 40% (d) 80%

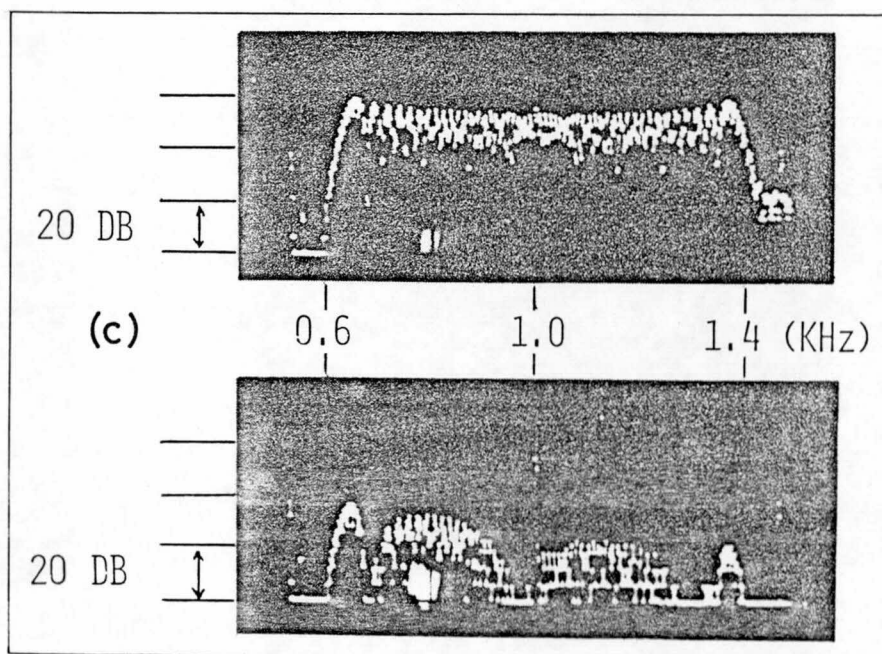
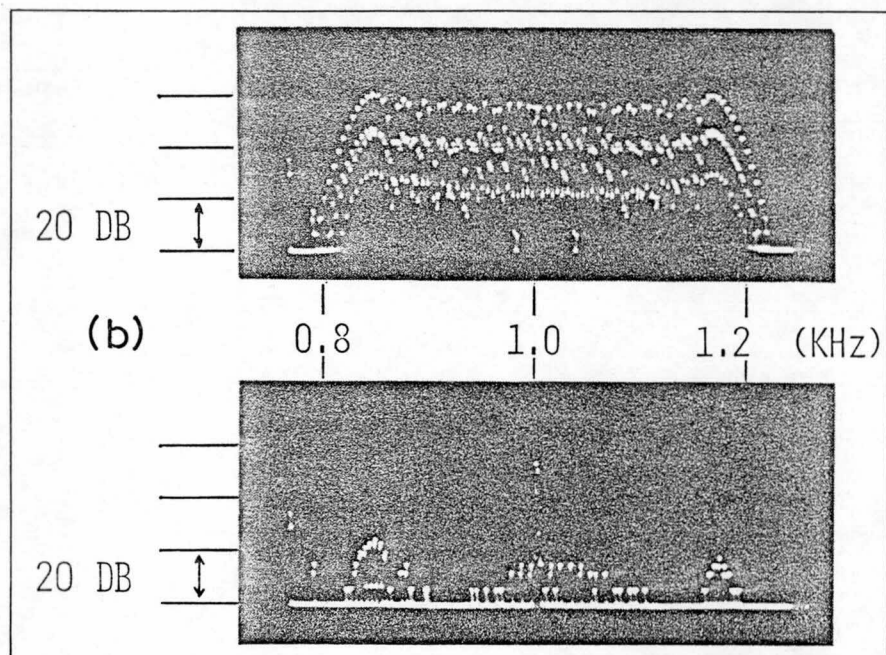
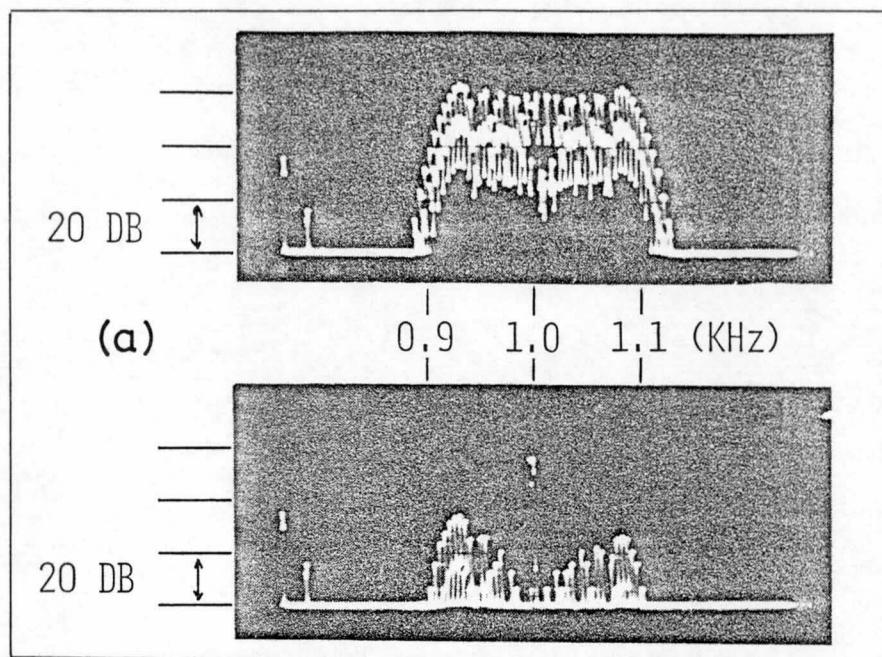


図7-18

広帯域妨害波と  
所望波の入カスペクトル(上)  
通応後のアダプティブアレイ  
出カスペクトル(下)

妨害波比帯域  
(a)20% (b)40% (c)80%

30°, 45°, 60° の場合は 第2章の 計算機シミュレーションの結果とほとんど同じパターンに収束している。特に 30° の場合には 本来初期パターンにおいてヌルがあるはずの方位が ウェイトの誤差により浮き上がっているが、アダプテーションにより ウェイトの誤差を補正しヌルを正確に作り出している。これは フィードバックにより ウェイト誤差をも補正するという優れた能力を示している。所望信号 (0°) に対する応答は 拘束条件により保証されており、この状態で高い SN 比が実現されている。

### 3) 広帯域妨害波に対する除去能力

5 Hz の CW を用いて 1.007 KHz の搬送波を FM 変調し、その変調指数により 広帯域 10%, 20%, 40%, 80% の広帯域妨害波を作った。それぞれ入力 SN 比を -20 dB 入射角 60° とし

アダプテーションを行なった。3章に述べたように アダプティブアレイは最終的には複数のヌルを集めて 広帯域妨害波に対処する。

このシステムにおいても 図 7-17 (b)(c)(d) に示すようにヌルを集め (a) とは異なった指向性パターンに収束した。入力スペクトル及びこの収束パターンにおける出力スペクトルを 図 7-18 に示す。

入力では妨害波の中に埋もれていた 所望信号 (1 KHz) が、収束後の出力スペクトルの中にはっきりと確認できることになっている。

また、この状態では妨害波のスペクトルの形には複数のヌルにより

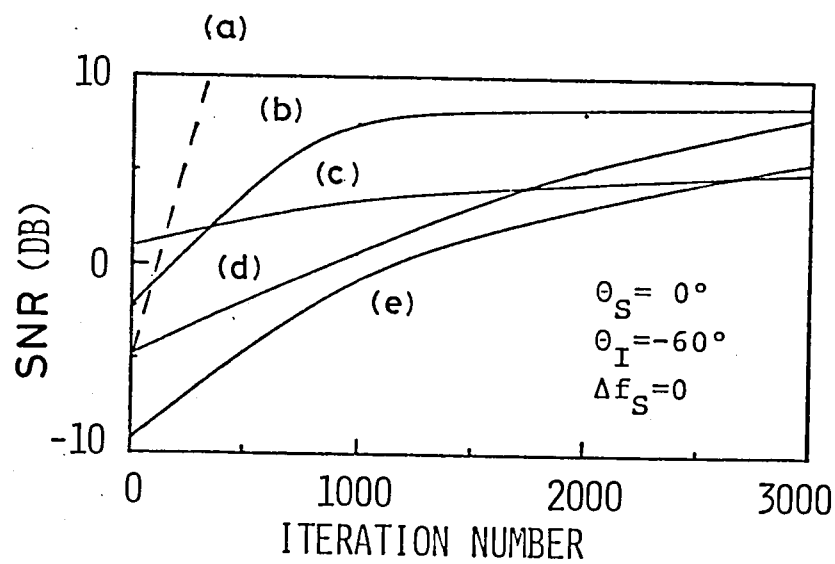


図 7-19 広帯域妨害波に対するアダプティブアレイの  
出力 SN 比学習特性  
妨害波帯域 (a) 0% (b) 10% (c) 20% (d) 40% (e) 80

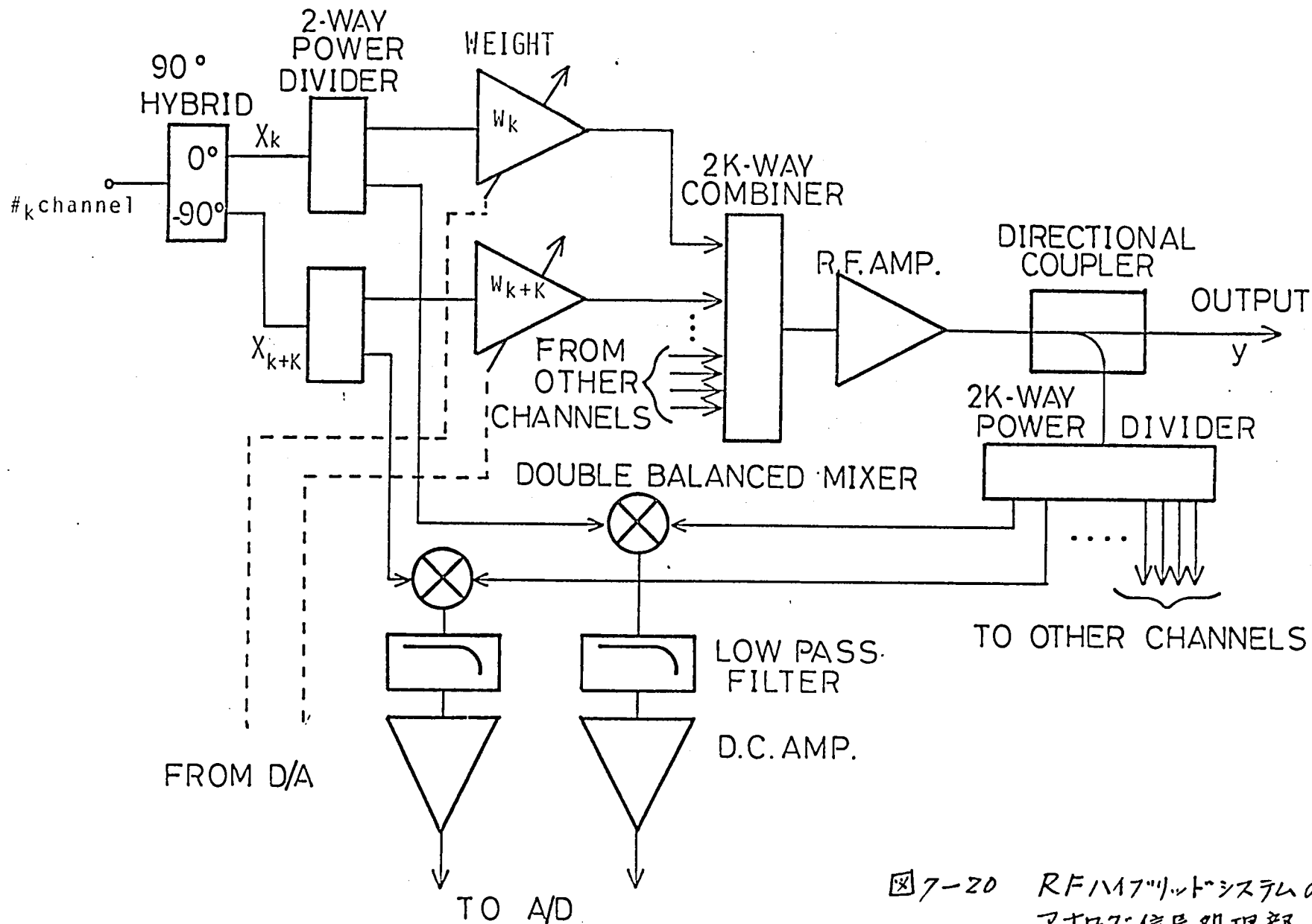


図 7-20 RFハーフビットシステムの  
アナログ信号処理部 (50MHz)

除去している状態が見られる。このように収束後には、その帯域に応じてヌルを集め除去をするが、3章に述べたように、その収束速度は極めて速い。図 7-19 に、この帯域の妨害波に対して、それぞれアダプテーションの過程を SN 比の学習曲線に示す。破線は CW 妨害波に対する SN 比上昇曲線であるが、これに比べて妨害波が帯域をもつ場合には、アダプティブシステムの収束が速く SN 比の上昇がゆるやかであることが示されている。

## 4 節 RF ハイブリッドシステム

### 4-1 システムの構成

図 2-2 に示すような  $90^\circ$  ハイブリッドによる直交成分を用いたアダプティブアレイを試作した。図 7-20 に、1 チャンネル分のアナログ信号処理部を示す。設計周波数は 50 MHz である。低周波での回路設計は、低出力インピーダンス、高入力インピーダンスを考慮することにより電圧レベルでの設計が可能であり、多少の配線の引き回しにも位相を考慮する必要がなく、容易に正確なシステムが設計できる。RF での回路は、伝送線の長さによる移相量を考慮し、反射を防止するためインピーダンス整合を厳密にしなければならない。そのためには、ウェイトと相関器とへの信号分配器、出力を作るための加算器、フィードバック出力の各相関器への分配器には、

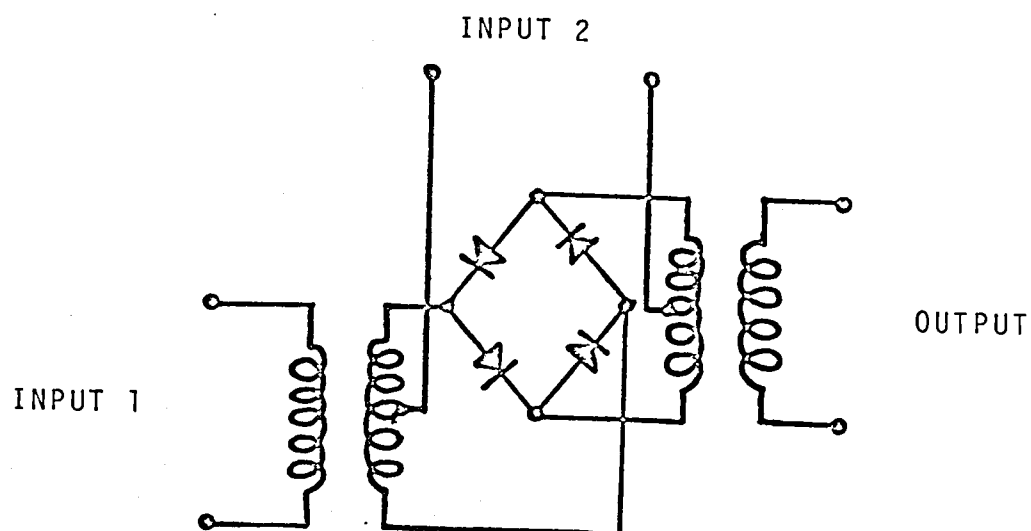


図 7-21 高周波トランスとリングダイオードによる2重平衡変調器 (DBM)

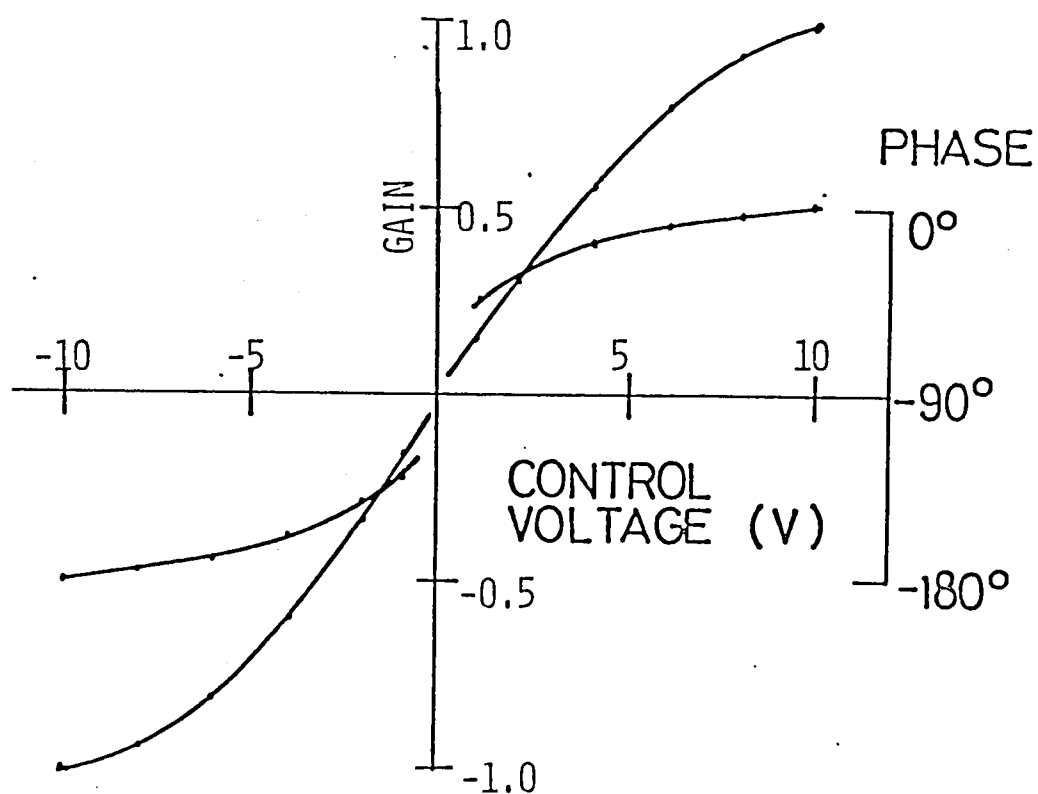


図 7-22 ダイオード型 D.B.M. の制御電圧対利得特性  
および制御電圧対位相特性, 測定周波数 52.00 MHz



高周波信号が流れるため インピーダンス 整合のためは トランスタイプの分配器を採用した。 また 実出力と フィードバック出力の分配器には 10dB 方向性結合器を用いている。 次に アナログ信号処理部の各部について 論じる。

**ウエイト** オーディオ帯デジタルシステムに対して 求めた条件がやはり RF システムの ウェイトに対しても 必要とされる。 しかし、オーディオ帯 アダプティブシステムの ウェイトとして用いた フォトカプラーと OP アンプによる回路は 高周波特性が悪いため 用いることができない。 高周波回路では 浮遊容量等による 入出力間の 移相量が重要な選択の基準になる。 リング変調器と呼ばれる ダイオード型の 二重平衡変調器 (Double Balanced Mixer) と 前節にも論じた IC 型の DBM ( $\mu A796$ ) を 対象として 選り その特性を測定した。 いずれも基本動作原理が同じ 掛算器である。

ダイオード DBM 高周波トランスと リングダイオードにより 図 7-21 のように 構成されている。 ダイオードに与える バイアス電流により コンダクタンスを変化させ、伝達関数を変化させる。 平衡型のため 制御端子に加える電圧の正負により伝達の位相特性を逆転させることができる。 ウェイトとしての特性を 図 7-22 に示す。 制御電圧の変化により 好ましくない位相の回転がみられ、また 利得変化曲線の直線性が不十分である。

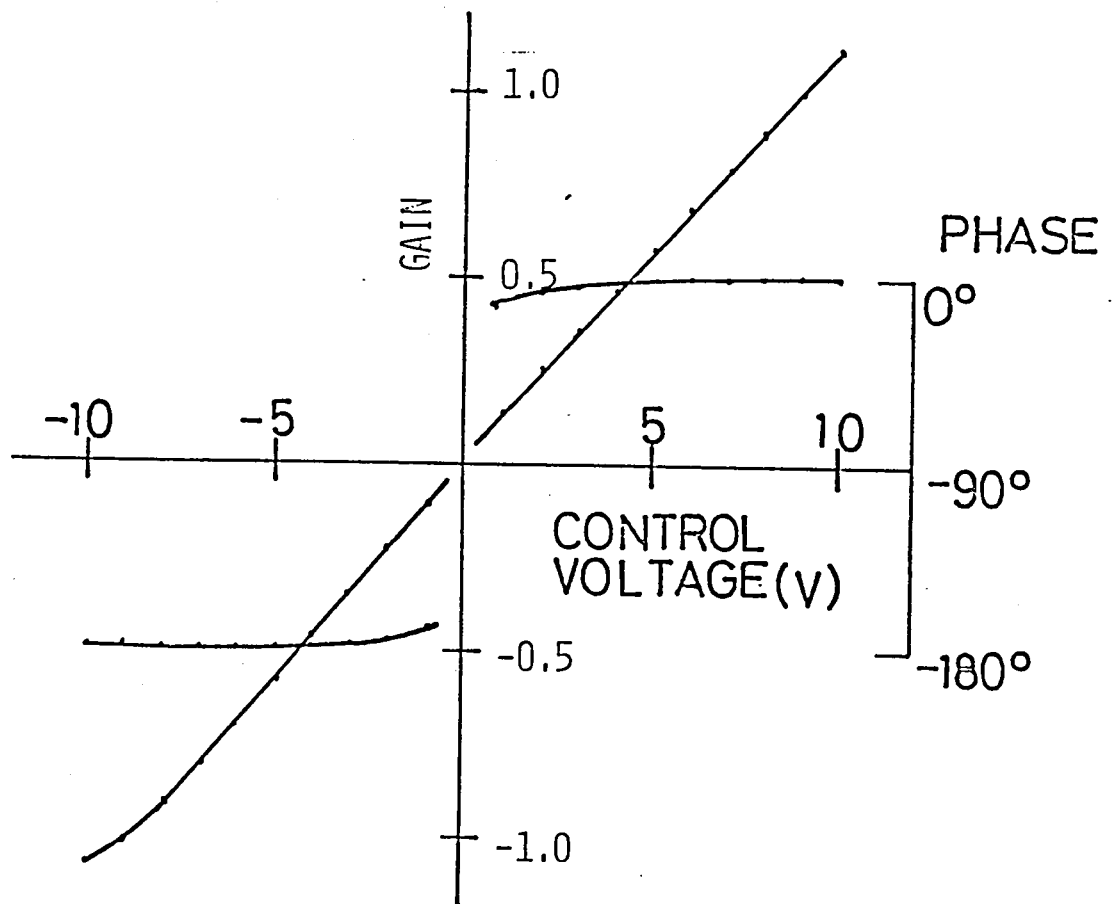


図 7-23 I.C. 型 D.B.M. の制御電圧対利得特性  
 および制御電圧対位相特性  
 測定周波数 : 50.00 MHz

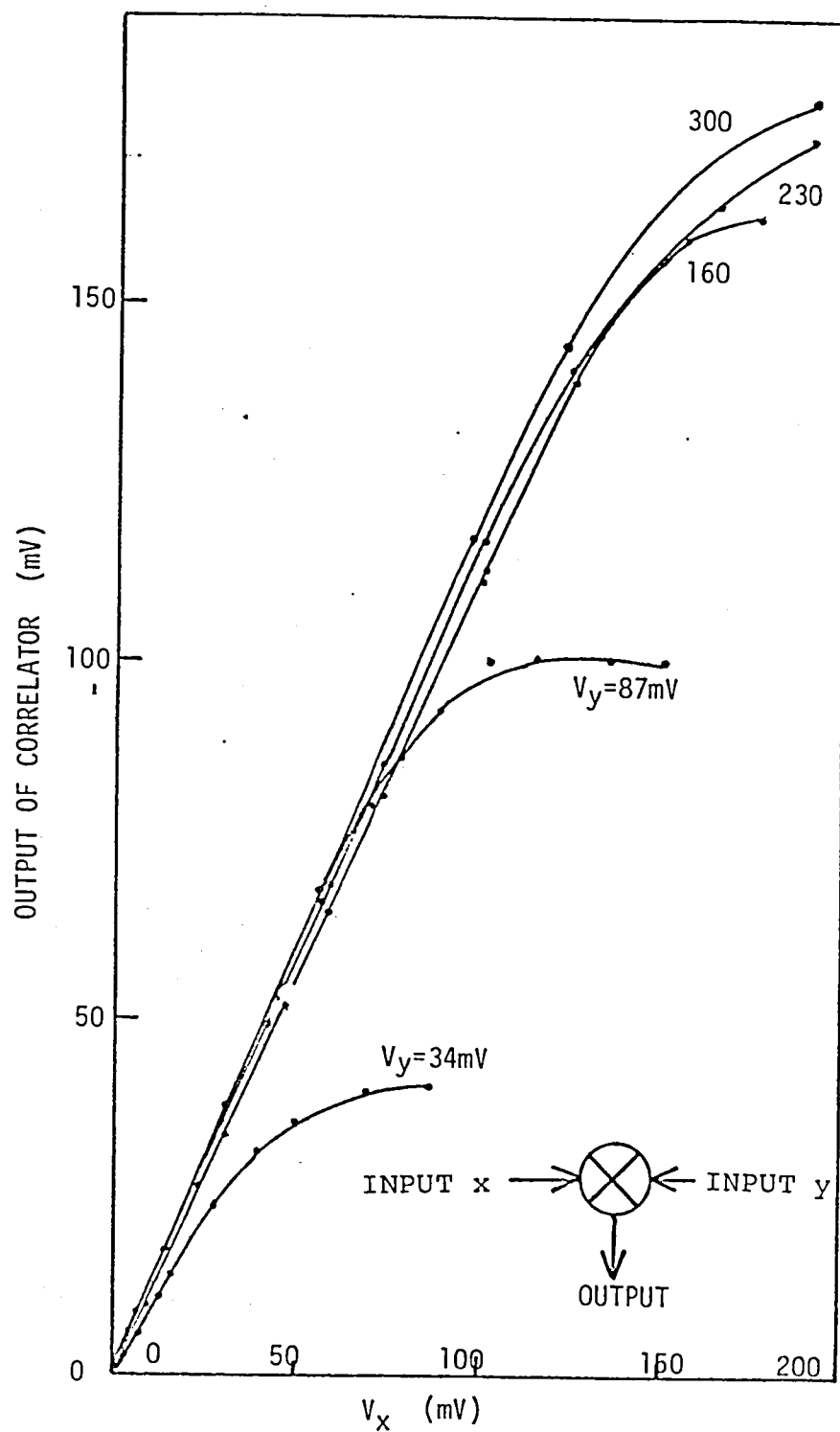


図7-24 D.B.M. (ダイオード型) の高周波入力電圧  $V_x$  (r.m.s) 対出力直流電圧特性。(片方の入力電圧  $V_y$  は一定)  
2入力  $V_x, V_y$  はともに 50 MHz 同位相 CW。

IC型DBM このIC  $\mu A796$  の等価回路は 図7-9(a)に示しており、その応用回路としては 図7-9(b) を入出力インピーダンスを  $50\Omega$  に再設計し用いた。ウエイトとしての利得特性を 図7-23に示す。ダイオードDBMに比較し、位相特性も良好であり、利得の直線性も充分良い。従って RF アダプティブアレイのウエイトとしてこのIC型DBMを採用した。前節に述べた高調波歪みを極力抑えるために 最大入力を  $25mV_{rms}$  に限定した。

アナログ相関器 アダプティブアレイのフィードバック量を作り出す働きをするこの回路は アナログ信号処理の中では最も重要である。基本的には掛け算器と積分器即ちLPFにより構成される。掛け算器としてウエイトの候補として検討したダイオード及びIC型のDBMが上げられる。ウエイトとして採用したIC型DBMはDCオフセットのために直流設計が困難であり、準直流電圧を情報として取り出す相関器としての使用は不適当である。ダイオードDBMを相関器として採用し、その特性を 図7-24, 図7-25に示す。図7-24は同相の2入力を用い、片方の電圧を固定し、他方の入力電圧と相関出力の特性である。入力電圧が他端子の入力電圧を下回る場合には相関出力は入力電圧に比例し、同程度の入力電圧附近より飽和するこゝを示している。従ってこの相関器出力は2つの入力電圧の低い方に比例し、高い方入力には無関係で

D.C. OFFSET : 0.6mV  
PHASE OFFSET : 13.0°

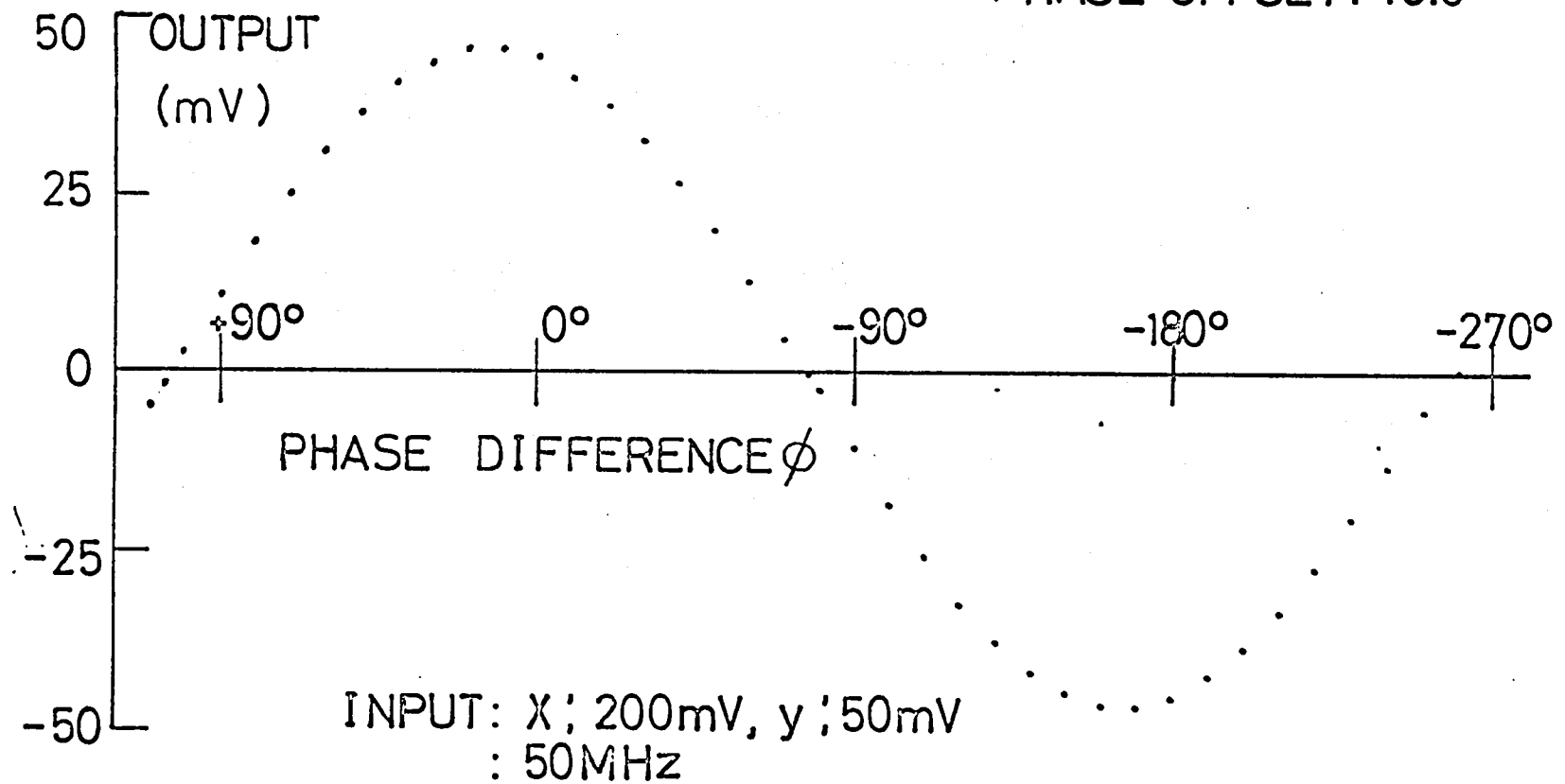


図 7-25 D.B.M. の入力位相差 対  
出力直流電圧の余弦特性。  
(-47.2 mV ~ 46.0 mV)

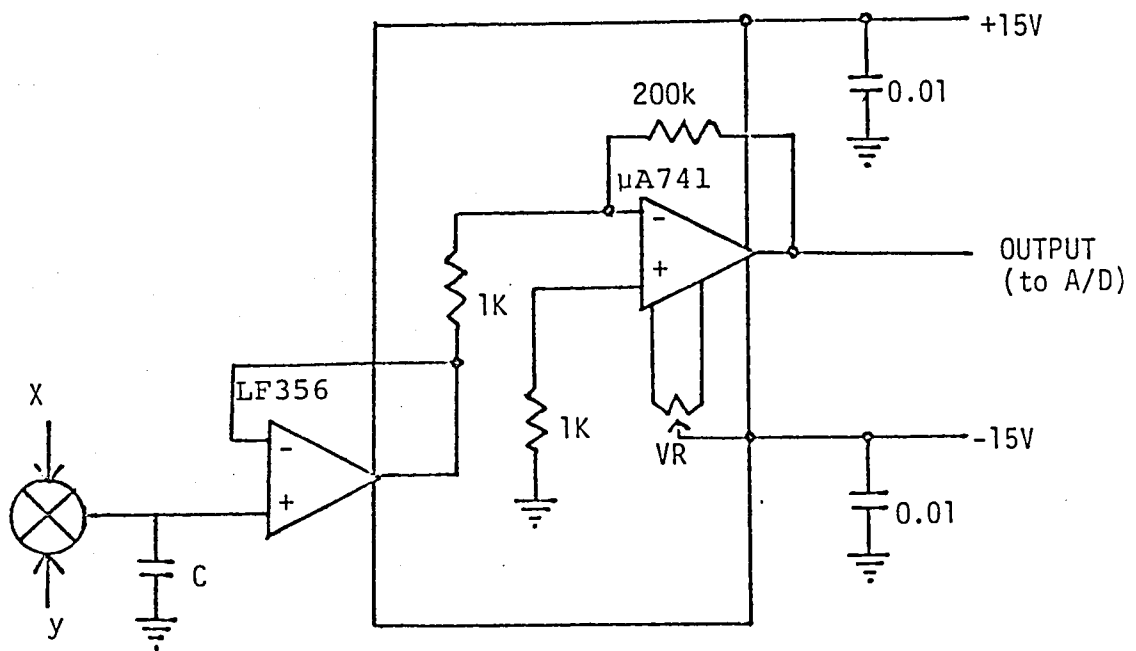


図7-26 直流増幅器の回路

オフセット調整は図のVRで行なう。

LF356は高入力インピーダンスで低いバイアス電流のFET入力型OPアンプである。

LF356はボルテージフォロアとして使い、利得はμA741で200倍している。

図中のCとD.B.M.の出力抵抗で相関器としての時定数が決まる。

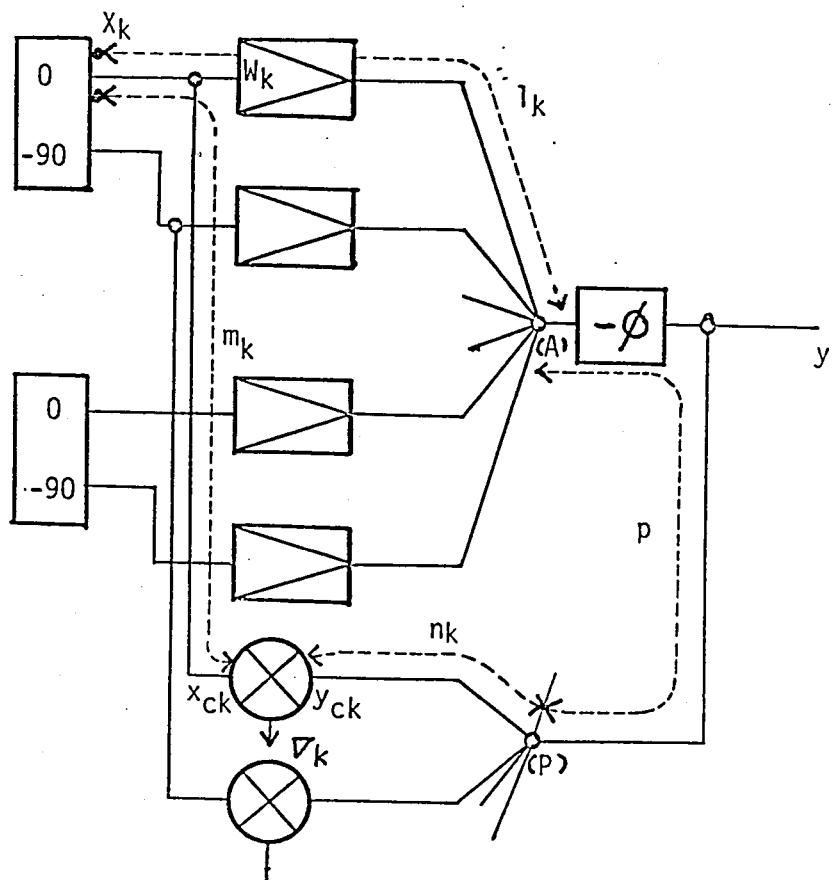


図 7-27 ハードウェアシステムにおける  
線路と位相遅延要素のモデル化

あることがわかる。図7-25は2入力の位相差に対する相関出力特性である。わずかな直流オフセット(0.6mV)と回路内の通路長差に起因する位相オフセット(13°)を補正することにより、位相差の cosine 出力という理想特性を得ることが出来る。このDBMの出力レベルが低いため、実際の回路ではAD変換器との間に図7-26のような直流増幅器を入れる。LPFとしての時定数はDBMの出力インピーダンスとその出力端に付けたコンデンサにより決定される。これらの値は所望信号と妨害波の相関を落とすように選定される。またOPアンプのオフセット調整はDBMのオフセットも含めて零調整される。

**位相設計** RFアナログ回路ではその位相が保存されるような配線が重要である。このアナログ信号処理部を図7-27に示すようにそれぞれの伝送線の長さを各ウェイトについて  $l_k$ ,  $m_k$ ,  $n_k$  ( $k=1, \dots, 2K$ ), 共通な出力線長を  $p$  とする。第一に、

所望信号に対して拘束条件を満たし、出力するためには各ウェイトに関する入出力間 即ち  $l_k$  による位相のばらつきは障害となる。

そのためすべての  $l_k$  が等しいという条件が必要になる。第二に正確なフィードバックベクトル  $E[\mathbf{x}_y]$  を得るために相関器への2入力の通路長差を各相関器についてそろえることが必要であり 即ちすべての  $(m_k - n_k)$  が等しいという条件が必要となる。



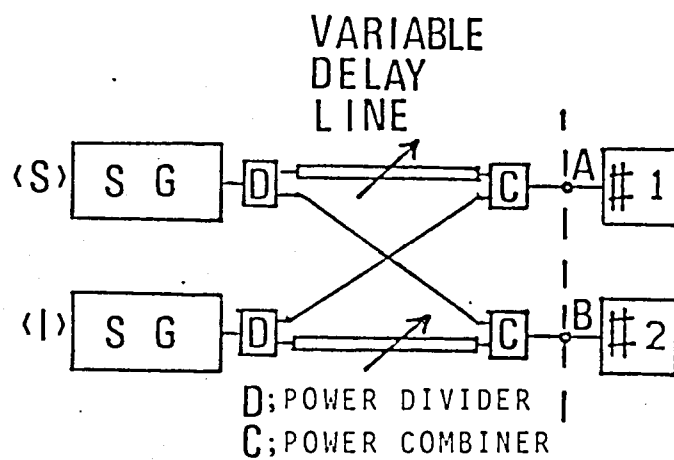


図 7-28 性能評価実験に用いた入力波シミュレータ  
可変長同軸管 (Variable Delay Line) の長さを  
変えることにより A 点 B 点に位相差  $\varphi_k(\theta)$  を  
与えることができる。

さらに そのフィードバックベクトルが反転しないように 即ち  $P = (m-n)-l$  を満すように  $P$  の長さを調節することが必要となる。

以上のように、RFアナログ回路には位相設計の精度が要求される。デジタル信号処理部及びアナログ→デジタル変換部は、各タップ毎に付加したサンプルホールド回路を除き、オーディオデジタルシステムと同一である。

## 4-2 実験

2チャンネルのRFアダプティブアレイにより実験を行った。オーディオ帯デジタルシステムの実験に用いた入力シミュレータと同じ原理で図7-27のような構成である2チャンネルのシミュレータを用いた実験と実際に伝搬波を用いた野外実験を行った。

### 入力シミュレータによる実験

所望信号及び妨害波としては 50MHz 近辺の CW 又は AM 波を用いた。入力シミュレータは図7-28のように4個の分配器と2本の可変長同軸管を用い、2チャンネルアダプティブアレイへの入力を作っている。2台のSGはそれぞれ所望信号と妨害波の信号源である。熱雑音成分は各入力信号に比べ極めて小さく無視することが出来る。アダプテーションの動作の評価はその動作を途中で止め次のような量をモニターしその変化を検討した。

a) 出力における所望波成分と妨害波成分

b) 指向性パターン

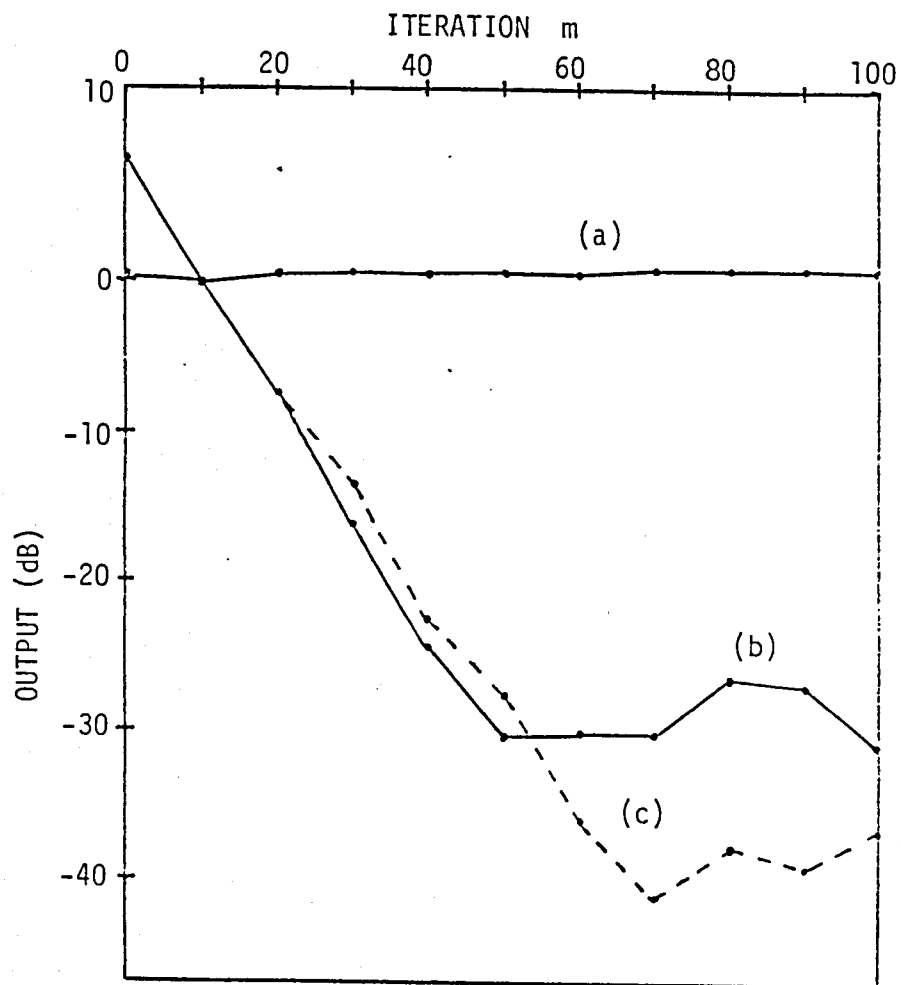


図 7-29 出力における所望信号成分と妨害波成分の時間的变化

$$V_b = 370 \text{ mV}, V_s = 98 \text{ mV} \quad \mu = 0.0244$$

$$\theta_b = 30^\circ \quad \theta_s = \theta_c = 0^\circ$$

(a): 所望信号成分, (b) 妨害波成分

所望信号成分の  $m=0$  の値を基準にしてデシベル表示している。

(c): 同一のパラメータで: 所望信号を入力しないときの妨害波出力の変化

### c) 出力スペクトル

i) 50 MHz CWの所望信号が  $0^\circ$ , 50.01 MHz CWの妨害波が  $30^\circ$  から入射する環境に対してのアダプテーションにおいて各波の出力成分をモニターした結果を図7-29に示す。(a)は所望信号成分が保存されているのを示す。(b)は妨害波成分が除去していく過程が示されている。(c)は妨害波のみが入射する環境でのアダプテーションによる妨害波の除去過程を表わしている。(c)は(b)に比べさらに10 dB以上の除去性能を示す。拘束式アダプティブアレイでは、そのアルゴリズム(2-50)が示すように、拘束面への投影行列  $P$  の作用によりフィードバックベクトルから所望波成分が取り除かれるために妨害波成分のみを抑圧するように働く。実システムでは図7-29に示すような相関器への位相調整に誤差があるとフィードバックベクトル中の所望波成分が  $P$  の作用によっても完全に取り除かれず、その残余成分がフィードバックの誤差となるために、図2-29(b)は所望波が存在しない環境におけるアダプティブアレイの妨害波抑圧を示す(c)よりその能力が低い。即ち、アナログ信号処理部の位相精度がアダプティブアレイの能力を決定することになる。このような所望波成分の残余と同様相関器の直流電圧オフセットもアダプティブアレイの能力を劣化させる。アダプテーション開始前に相関器の入力を切り、オフセットのみをサンプリングしてデータとして

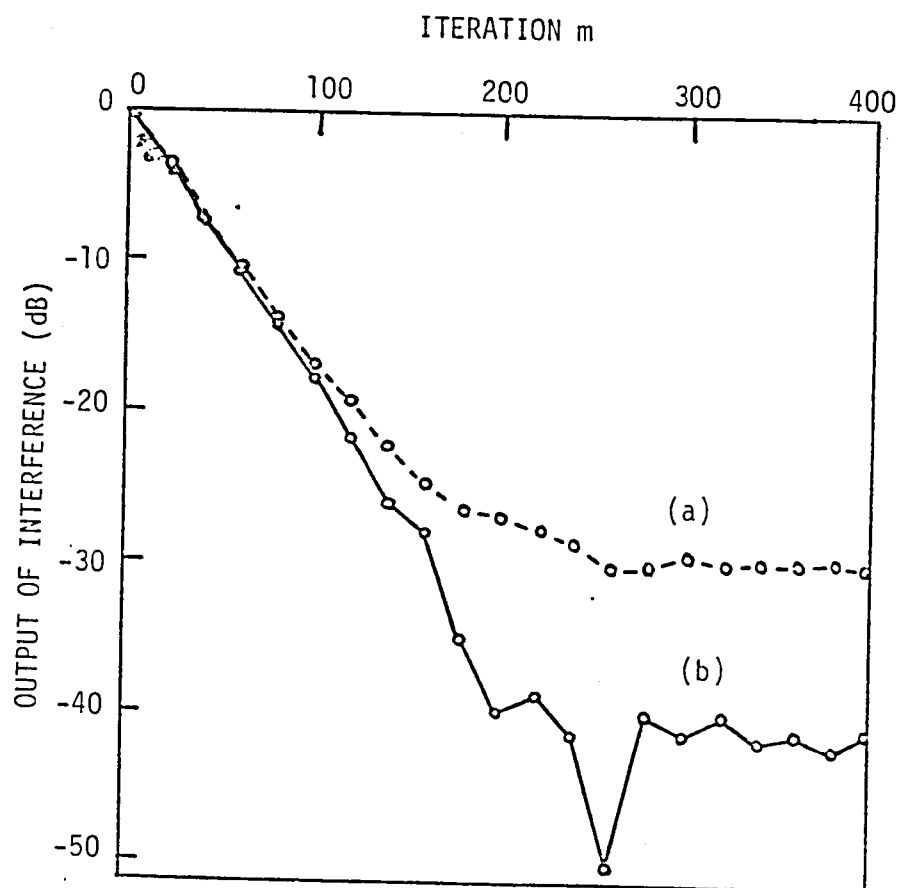


図 7-30 出力における妨害波成分の時間的变化  
 妨害波の 4 入力,  $m=0$  での妨害波出力を  
 基準にしてデシベル表示している。

$V_b = 175 \text{ mV}$ ,  $\mu = 0.01$ ,  $\theta_b = 30^\circ$

(a) 従来の方法

(b) オフセット補償法

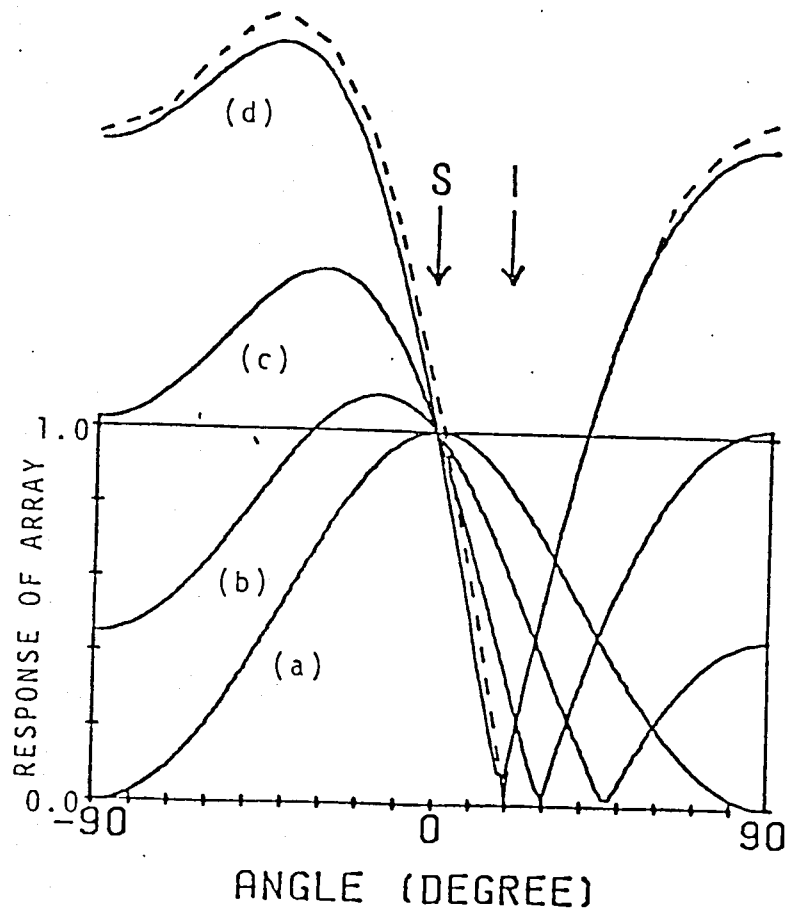


図 7-3/  $20^\circ$  から入射する妨害波に対して  
アダプティブアレイの指向性パターンの  
時間的变化

実線：計算パターン，点線：実測パターン

$$V_b = 175 \text{ mV} \quad V_s = 98 \text{ mV} \quad \mu = 0.0244$$

$$\theta_b = 20^\circ \quad \theta_s = \theta_c = 0^\circ$$

$$(a) \quad m = 0$$

$$(b) \quad m = 10$$

$$(c) \quad m = 30$$

$$(d) \quad m = 250$$

保存する。アダプテーションアルゴリズム実行時には フィードバックサンプル量から オフセットを引く操作を行なうという オフセット補償を ソフトウェアで行なった。このアダプテーション例を 図 7-30 に示す。

直流オフセットの影響のみを評価するため 入力波は 妨害波のみである。破線線の特性は 同じ条件で オフセット補償を行なわない アダプテーションによる特性であり、オフセットの有無により 妨害波抑圧能力に 10dB の差が生じることが示される。アナログ信号処理を採用した アダプティブアレイでは 信号処理の精度が アダプティブアレイの能力を決定することになる。一方 アナログ相関器により (7-2) のような フィードバック量の 期待値を得ることが出来るため 4章に述べたように 定常特性が良好である。このため 大きな ステップサイズを用いて 速い収束を行なうことが出来る。図 7-29、図 7-30 は デジタルシステムの例に 比べ 少ない アルゴリズム反復数で 収束し、定常特性も安定である。

ii) アダプティブアレイの 妨害除去能力とその指向性パターンの変化を用いて示す。図 7-31 は 前例同様 所望波  $0^\circ$  CW, 妨害波  $30^\circ$  CW の場合である。実線パターンは デジタルプロセッサが計算した数値ウェイトにより求めたパターンである。破線線のパターンは 収束後、入力シミュレータの可変長同軸管により 走査して 測り定した 実測パターンである。アダプテーションが進むにつれて ヌルが動き、250 回の

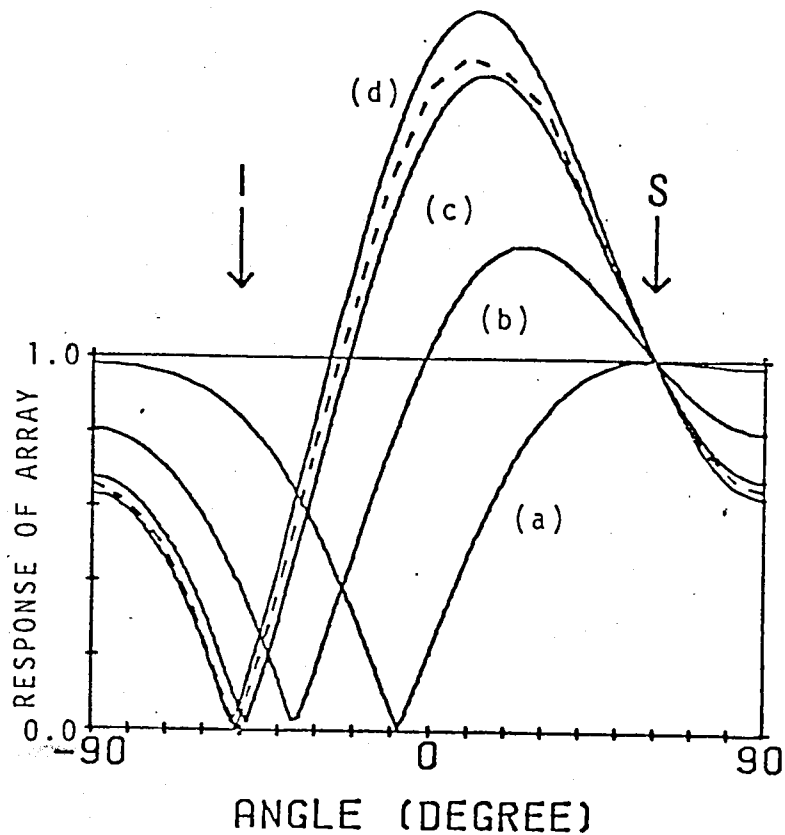


図 3-32  $-5^\circ$  から入射する妨害波に対して  
 アダプティブアレイの指向性パターンの変化  
 所望信号入射方向  $60^\circ$   
 実線：計算パターン，点線：実測パターン  
 $V_b = 175 \text{ mV}$        $V_s = 98 \text{ mV}$   
 $\theta_b = -5^\circ$        $\theta_s = \theta_c = 60^\circ$   
 (a)  $m = 0$   
 (b)  $m = 20$   
 (c)  $m = 60$   
 (d)  $m = 500$



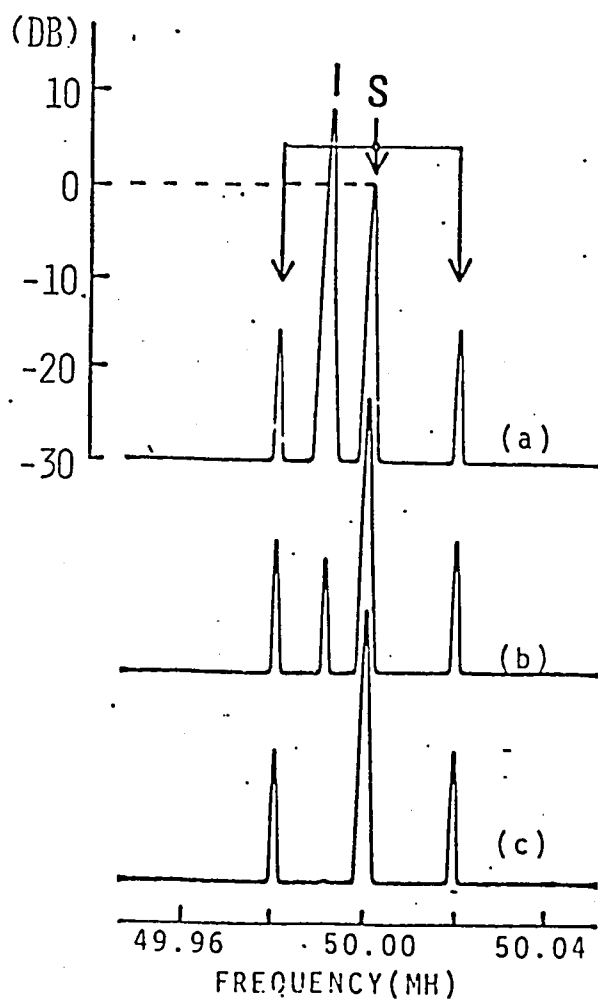


図 7-33 アダプテーションによる出力スペクトルの時間的变化  
 所望信号 S ; 変調波, 中心周波数 50.00 MHz  
 変調周波数 20 KHz  
 変調度 20% の AM 変調

妨害波 I ; 周波数 49.99 MHz, C.W.

$$\theta_s = \theta_c = 0^\circ, \theta_b = 30^\circ, \hat{\mu} = 0.0244$$

(a)  $m = 0$

(b)  $m = 100$

(c)  $m = 200$

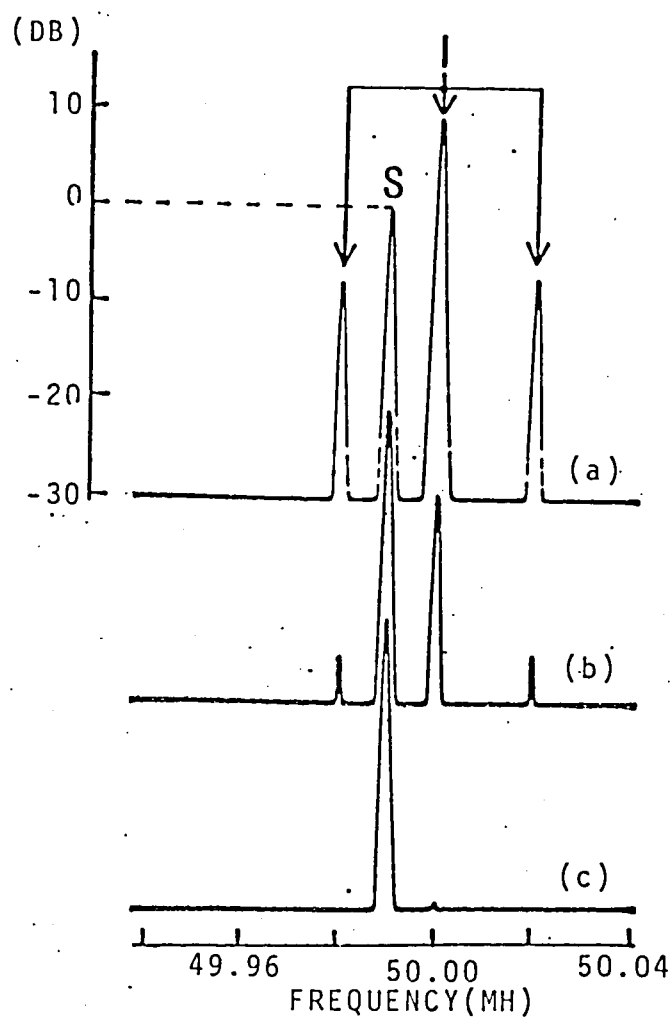


図 7-34 アダプテーションによる出力スペクトラムの時間的变化 (2)

所望信号 S: C.W. 周波数 49.99 MHz

妨害波 I: 変調波 中心周波数 50.00 MHz

変調周波数 20 KHz

変調度 20% AM 変調

$$\theta_s = \theta_c = 0^\circ, \theta_b = 30^\circ, \mu = 0.0244$$

(a)  $m = 0$

(b)  $m = 100$

(c)  $m = 200$

アルゴリズム実行の後、妨害波に対して  $30^\circ$  にヌルが作られている。また  
所望波  $60^\circ$ 、妨害波  $-5^\circ$  に対してのアダプテーションによるパターンの  
変化を図 7-32 に示す。この場合にも妨害波に対するヌル生成  
過程が示されている。いずれの場合にも所望信号に対しては一定の  
応答を保証し、ヌルを対応させることにより妨害波を除去して  
SN比を改善する動作が示されている

iii) 入力波として CW 又は AM 波を用い、アダプテーションによる出力  
スペクトルの変化により妨害波除去動作を示す。図 7-33 は所望  
信号として  $0^\circ$  入射の中心周波数  $50\text{MHz}$  変調周波数  $20\text{kHz}$   
変調度  $20\%$  の AM 波を用い、妨害波としての  $30^\circ$  入射の  $49.99\text{MHz}$  の CW に  
対するアダプテーション過程を途中でウェイトを  
凍結させ、スペクトルアナライザにより出力を観察し、写真撮影した  
結果である。アダプテーションの進行について所望波は保存されて  
いるが、妨害波が抑圧されてゆく過程が示されている。最終的な  
妨害波抑圧は  $38\text{dB}$  以上である。図 7-34 には逆に  $49.99\text{MHz}$  の  
CW を所望波として  $0^\circ$  から、妨害波として前例の  $50\text{MHz}$  の  
AM 波を  $30^\circ$  から入射した場合に出力のスペクトル変化を示す。  
この場合も出力の妨害波成分がアダプテーションによってほとんど  
除去され、所望信号のみが出されていることが示されている。



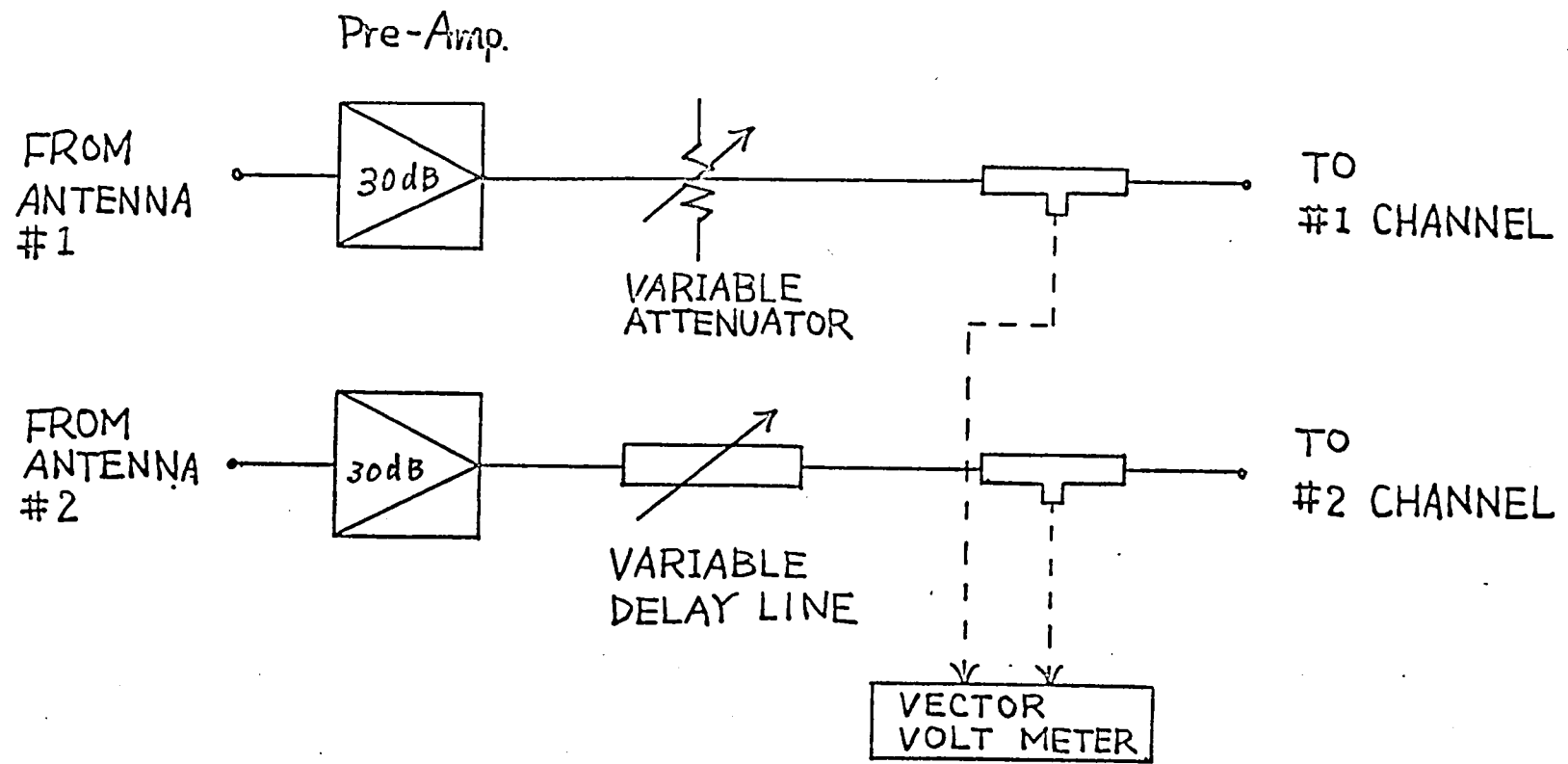


図7-36 受信アンテナとアダプティブシステム間の装置

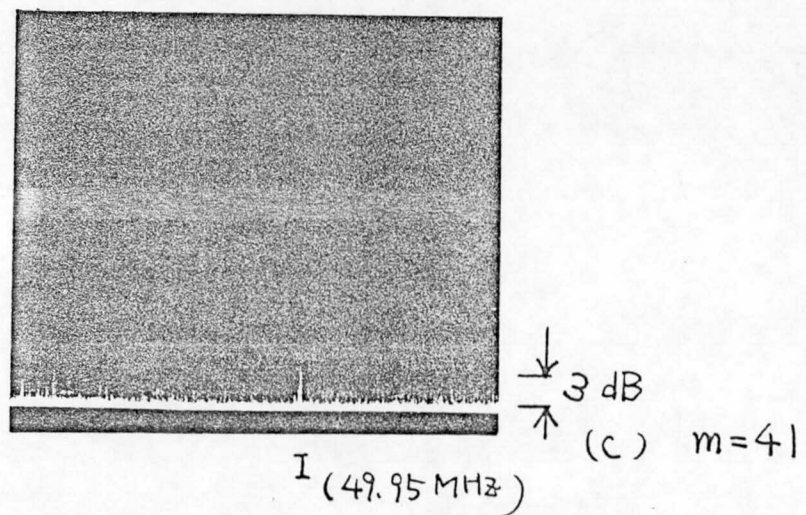
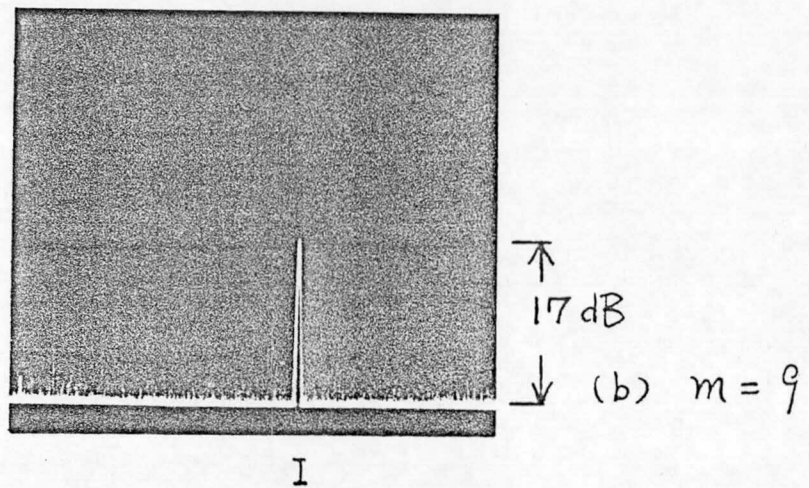
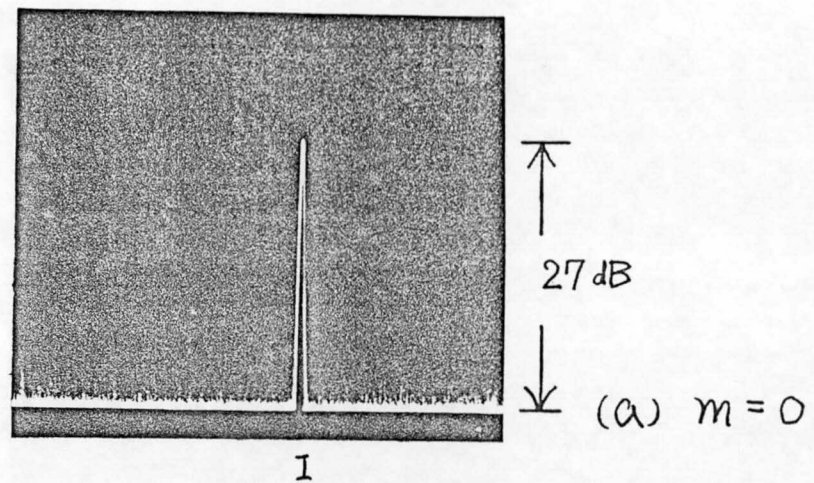


図 7-37 妨害波のみを送信した時の受信スペクトルのアダプテーションによる変化

$V_b$  (#1) 243 mV 位相差,  $-100^\circ$  (#2 を基準)

$V_b$  (#2) 379 mV

妨害波除去率 約 24 dB

野外実験 京都大学の電気新館屋上において図7-35のような設備を用いて行なった。送信アンテナは50MHz 第三素子八木アンテナ、送信機はシミュレータ実験に用いたSGである。その最大出力は5mWである。電波は水平偏波を用いている。受信アンテナはハイローアンテナを正方形に変形した一般にスクエアローと呼ばれるアンテナを用いた。これは水平面内でほぼ無指向性である。λ間隔にアレイを設定し、希望波送信アンテナは正面0°方向、妨害波アンテナは33.7°方向にある。

受信アンテナ #1, #2 からアダプティブシステムへ至るまでの装置を図7-36に示す。プリアンプの利得は30dBである。二本の受信アンテナの特性の違い、送信アンテナのパターンの非対称性さらに受信アンテナからアダプティブシステムへの伝送路の長さの違いにより4チャネル間に生じる希望信号の振幅や位相差を補正するためには可変長同軸管と可変減衰器を挿入してある。補正はベクトルホルトメータで位相・振幅をモニターして行なった。

希望信号49.75MHz, 妨害波49.95MHzのCWを用い、アダプテーションによる妨害波除去能力をその出力ベクトルにより評価した。図7-37(a)~(c)に妨害波のみの環境におけるアダプテーションを示す。(a)の初期状態から40回のアルゴリズム反復により(d)のように約24dB抑圧が可能と確かめられた。図7-38(a)~(c)は

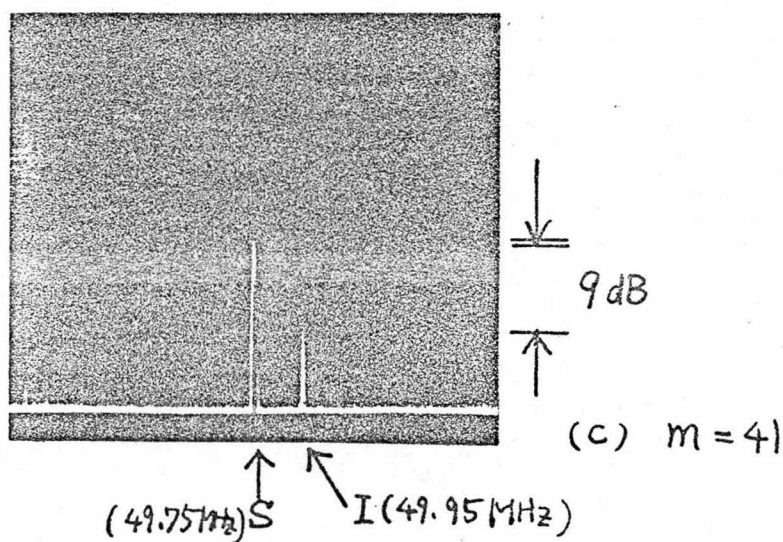
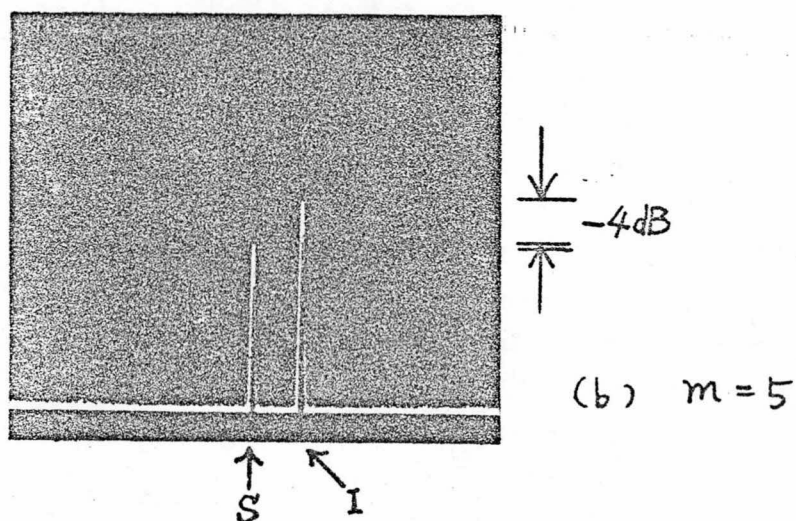
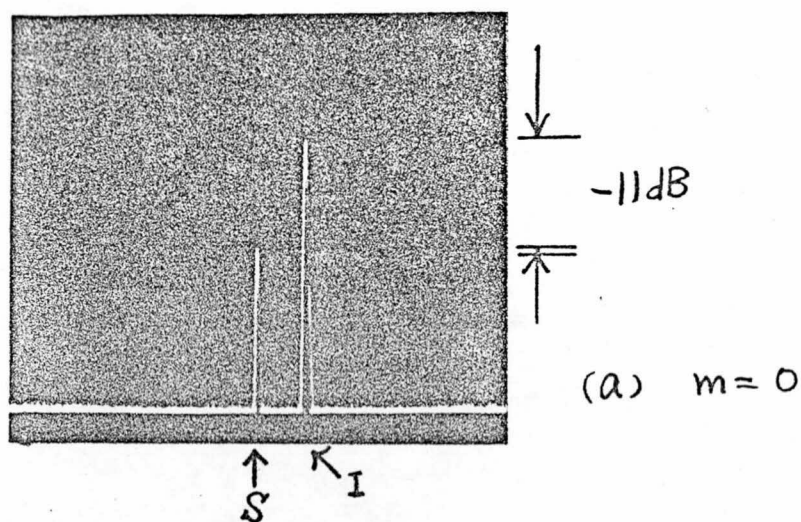


図7-38 所望信号と妨害波を同時に送信した時の  
受信スペクトラムのアダプテーションによる変化  
 $V_s(\#1) = V_s(\#2) = 50\text{mV}$  位相差  $0^\circ$   $f_s = 49.75\text{MHz}$   
 $V_b(\#1) = 243\text{mV}$ , 位相差,  $-100^\circ$  ( $\#2$ を基準)  
 $V_b(\#2) = 379\text{mV}$   $f_b = 49.95\text{MHz}$   
 $S/N$  改善度  $20\text{dB}$



さらに 所望信号も同時に存在する環境におけるアダプテーションを示す。初期状態での SN比は  $-11\text{dB}$  であるが、41回の反復計算の後に 妨害波が抑圧され、SN比は  $9\text{dB}$  になり  $20\text{dB}$  の改善がなされている。以上のように RF帯 アダプティブアレイの妨害波除去という基本的な能力が実際の電波を用いた実験により確認された。

## 5 節 結 言

アダプティブアレイのハードウェアは実現化が難しく報告された例は非常に少ない。特に拘束式アダプティブアレイではそのフィードバック量に関する演算が多く、アナログ回路のみでは困難であった。このためデジタルプロセッサを導入し、アナログ信号系とデジタル信号処理を組み合わせることにより方向拘束式アダプティブアレイシステムを実現した。フィードバック量の抽出形式の異なるオーディオ帯域デジタルシステムと RF帯 ハイブリッドシステムを制作し、それぞれの妨害波除去能力を実験により示した。

第2章において計算機シミュレーションにより示した妨害波除去動作の評価として 実験ではアダプテーションの過程において次のような量をモニターした。

### i) 指向性 パターン

ii) 出力 SN 比 又は 出力の 所望波 及び 妨害波成分

iii) 出力の スペクトル

アダプテーションの 進行に応じて、(i) 指向性パターンは妨害波に  
又ルを 向ける、(ii) 出力の 妨害波成分が減少し、所望波成分は  
保存されるため SN 比は向上する、(iii) 出力スペクトル中妨害波の  
スペクトルのみが 抑圧されるという現象が 見られ、アダプテーションの  
妨害波除去能力が 確認された。アナログ 相関器を用いる ハイ  
ブリッドシステムは、信号の 瞬時値サンプルが ではない高い 周波数に於  
て用いることが 可能であり、その動作 も 安定である。しかし アナログ信号  
処理の 位相精度により その能力が 左右されるため、システム製作上  
高い技術が 要求される。デジタルシステムでは 信号の 瞬時値を  
量子化することにより その後の処理は すべて ソフトウェアに 支配される。  
そのため ハイブリッドシステムのように 信号処理における 位相への 配慮は  
不要になる。今後 さらに 発展すると思われる デジタル技術を用いる  
ことにより 期待されるシステムである。

## 第8章 干渉性外来妨害波抑圧のための相関除去法とポリビームフォーマー

### 1節 序 言

近年では建築技術の発展に伴ない建築物の巨大化が目立ち始めた。特に大都市では土地不足のため、巨大なビルが林立している現状である。巨大な直方体であるビルは広い直立した平面を持つために電波の反射が著しい。特に都市内の通信においては多重伝搬として知られるように、あらゆる方向から電波が入射する状態が生じている。移動通信においては、その入射方向を推定することは難しく、一つの研究テーマにもなっている。

電波の反射波が多くの人々に与える影響の良い例はテレビのゴーストが上げられる。これは図8-1に示すように本来受信したい直接波とは別に反射体による経路を通った反射波が、ある程度遅れて入射するため生じる画面の二重写り現象である。高層住宅が目立ち始めた現在、この現象による苦情が増え、無線システム等の対策が施されている。一方テレビアンテナメーカーはテレビゴースト対策用アンテナを考案し、それが製品及び販売されるに至った。二重子アンテナレイを用い、あらかじめアンテナ設置場所において、ゴースト波の入射方向にヌルを向けるように移相器を調整することによりゴーストを消去する原理である。最近ではFMステレオ放送の反射波による影響も問題し、反射波を受信しないように指向性の鋭いアンテナの使用が奨励されている。探索用に用いられるレーダーにおいても反射波による

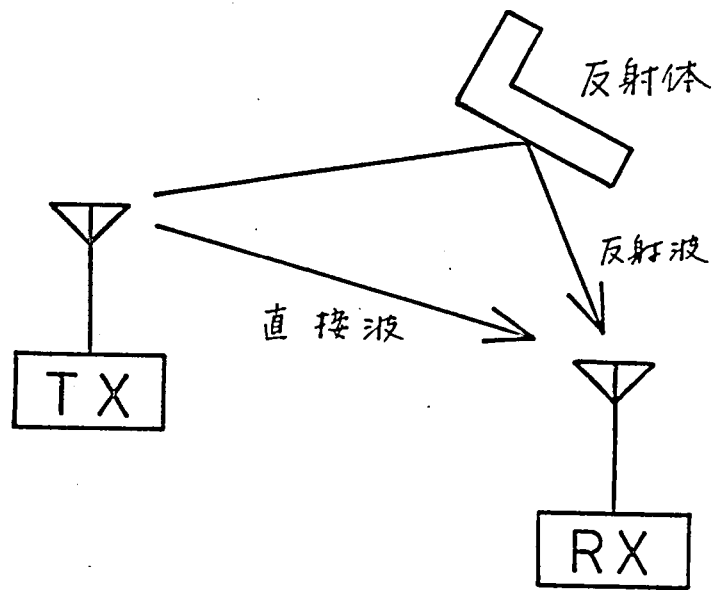


図 8-1 直接波と反射波

被害が報告されている。レーダーの受信する信号は標的からの反射波そのものであるが、レーダーアンテナのサイドローブにより逆受された信号が、いわゆるレーダークラッタであり、実際にはレーダーアンテナの主ビーム方向に物体が存在しない場合でもレーダークラッタが飛び込むことにより、めだかもそこに何か存在するようにやはりゴーストを生じさせる。最近では瀬戸内海を航行する船のレーダーに写る島間にかかる橋によっても生じたゴーストの例が報告されている。

このように各方面で表面化してきた多重伝搬波に対してもゴースト対策アンテナのように又れを利用して除去するのが効果的である。この考え方に基けば、アダプティブアレイを用いるのが理想的であるように思われる。しかし、従来のアダプティブアレイは 2 節に述べたように、所望信号と妨害波の無相関性を前提としているために直ぐに应用することは不可能である。

本章では所望信号に対して相関のある妨害波と干渉性妨害波と定義し、2 節では従来の方向拘束式アダプティブアレイの動作を解析し、また計算機シミュレーションにより具体的な動作を示す。その結果に基づいて改良システムとして 3 節に相関抑圧法と、4 節にブリンクフォーマ法を挙げ、5 節には計算機シミュレーションによりその動作を示した。

## 2節 干渉性妨害入力に対するアダプティブアレイの動作

干渉性妨害波に対する従来の方向拘束アダプティブアレイの動作を2章7節と同様複素信号表示を用いて論じる。干渉性妨害波が入射する場合には、(2-6)(2-10)のように入射波それぞれ単独の自己相関行列の扱いが適用できないため(2-5)に添うなければならぬ。簡単化のため、所望信号と単一の干渉性妨害波を考えると、入力相関行列は

$$R_{xx} = R_{ss} + R_{bb} + R_{sb} + R_{bs} + P_r U \quad (2-1)$$

$R_{sb} + R_{bs}$  は相関項である。ここで入射波それぞれに複素包絡線を取り入ると、入射波ベクトルはそれぞれ

$$S = A \underline{x}_s \quad (2-2)$$

$$B = B \underline{x}_b \quad (2-3)$$

となる。ここに  $\underline{x}_s, \underline{x}_b$  はそれぞれ入力位相ベクトルであり、

$\underline{x}_s = \underline{1}$  である。  $S$  と  $B$  の相関はそれぞれの複素包絡線の相関係数  $\rho$  により決定され、

$$E[A \cdot B^*] = \rho A B^* \quad (2-4)$$

$$E[B \cdot A^*] = \rho B A^* \quad (2-5)$$

$$E[A \cdot A^*] = A A^* = |A|^2 \quad (2-6)$$

$$E[B \cdot B^*] = B B^* = |B|^2 \quad (2-7)$$

である。ここに  $|\rho| \leq 1$  である。相関行列  $R_{xx}$  はその定義により

$$R_{xx} = E \left[ \frac{(S+B)(S+B)^*}{2} \right] + P_r U \quad (2-8)$$

である。(3-4) ~ (3-7) を用いることにより

$$R_{xx} = (1-P^2) \frac{AA^*}{2} Z_s Z_s^* + \frac{(PSZ_s + BZ_b)(PSZ_s + BZ_b)^*}{2} + P_n U \quad (8-9)$$

である。さらに (3-2)(3-3) により  $S$  と  $B$  の式にまとめると

$$R_{xx} = (1-P^2) \frac{SS^*}{2} + \frac{(PS+B)(PS+B)^*}{2} + P_n U \quad (8-10)$$

となる。アタコレーションにより達成される最適ウェイト  $W_{opt}$  は

2章7節のように  $SS^*$  成分を省いた  $R_{xx}$  により求められ (8-10) の第1項を除き

$$R_{xx} = \frac{(PS+B)(PS+B)^*}{2} + P_n U \quad (8-11)$$

として扱うことが出来る。(8-10) と (8-11) を比較すると  $B$  と

$PS+B$  が対応し、 $B$  入力に対して  $W_{opt}$  が (8-12) で与えられると

同様に、 $PS+B$  に対しても同じ手法を用いて解くことが出来る。

ここで複素包絡線  $AB$  に対して解析の明瞭化のため次のような固定表現を採用する。

$$A = \sqrt{2P_s} e^{j\varphi_s} \quad (8-12)$$

$$B = \sqrt{2P_b} e^{j\varphi_b} \quad (8-13)$$

ここに  $\varphi_s, \varphi_b$  はそれぞれの入力位相  $P_s, P_b$  は入力電力である。

(2-113) に対応して  $P_{sb}$  を次のように定義する。

$$\frac{(PS+B)^*(PS+B)}{2} = K P_{sb} \quad (8-14)$$

(8-12)(8-13)(2-113) を用いると

$$P_{sb} = P^2 P_s + P_b + 2P\sqrt{P_s P_b} \operatorname{Re} [A_{cb} e^{j(\theta_b - \theta_s)}] \quad (8-15)$$

この  $P_{sb}$  を用いて  $W_{opt}$  は (2-121) に対応して表現式が得られる。

$$W_{c opt} = \frac{|H_c|^2 \left\{ (P_{sb} + \frac{P_r}{K}) W - \frac{1}{K} \frac{(PS+B)(PS+B)^*}{2} \right\} F_c}{(P_{sb} + \frac{P_r}{K}) |H_c|^2 - F_c^* \frac{(PS+B)(PS+B)^*}{2} F_c} \quad (8-16)$$

(2-123) において 導入して  $A_{cb}$  及び (2-82) の  $F_c$ , (8-14) の  $P_{sb}$  と

より  $W_{c opt}$  は

$$W_{c opt} = \frac{\left\{ (P_{sb} + \frac{P_r}{K}) W - \frac{1}{K} \frac{(PS+B)(PS+B)^*}{2} \right\} F}{\frac{P_r}{K} + P_b (1 - |A_{cb}|^2)} \quad (8-17)$$

となって この時、内部雑音出力電力  $P_{r out}$  は

$$P_{r out} = \frac{P_r}{K} |H_c|^2 + P_b \frac{P_r}{K} \left[ \frac{1}{\frac{P_r}{K} + P_b (1 - |A_{cb}|^2)} \right]^2 \\ \left\{ P_{sb} - P_b (1 - |A_{cb}|^2) \right\} (1 - |A_{cb}|^2) |H_c|^2 \quad (8-18)$$

と表わされる。第1項は等振幅ウエイト  $F_c$  における雑音出力電力。

第2項は等振幅励振からのみよびにける増加雑音電力を表わす。

(8-17) のウエイトによる 所望信号出力  $y_{so}$  は  $F_c$  による出力と同じである。



$$y_{so} = S \bar{F}_c \quad (8-19)$$

同様に 干渉性雑音出力  $y_{bo}$  は

$$\begin{aligned} y_{bo} &= B^T \bar{W}_{opt} = (PS + B)^T \bar{W}_{opt} - P S^T \bar{W}_{opt} \\ &= \frac{\frac{P_r}{K} B^T \bar{F}_c}{\frac{P_r}{K} + P_b (1 - |A_{cb}|^2)} - P \frac{P_b (1 - |A_{cb}|^2)}{\frac{P_r}{K} + P_b (1 - |A_{cb}|^2)} S^T \bar{F}_c \end{aligned} \quad (8-20)$$

となる。アダプティブアレイの本質的な動作を論じるためには 内部雑音  $P_r$  が非常に小さいと おくと (8-20) の第2項のみが有効であり。結局 妨害波出力は

$$y_{bo} = -P S^T \bar{F}_c \quad (8-21)$$

である。全体の出力  $y_o$  は

$$y_o = y_{so} + y_{bo} = (1-P) S^T \bar{F}_c = (1-P) y_{so} \quad (8-22)$$

となり。従来型のアダプティブアレイでは 干渉性妨害波を用いて 所望信号を打ち消すように働くと解釈される。このため 所望信号出力が (8-22) のように その相関係数に応じて減衰せらるることになる。

特に  $P$  が 1 の場合 つまり  $S$  と  $B$  の間に 完全な相関のある場合には (8-22) は 零となり。所望信号が干渉性妨害波により 相殺されるという 最悪の現象を示す。便宜的に 出力の SNR を

$$SNR_{out} = \frac{|y_{so}|^2}{|y_{bo}|^2} \quad (8-23)$$

と定義すれば

$$SNR_{out} = \frac{1}{P^2} \quad (8-24)$$

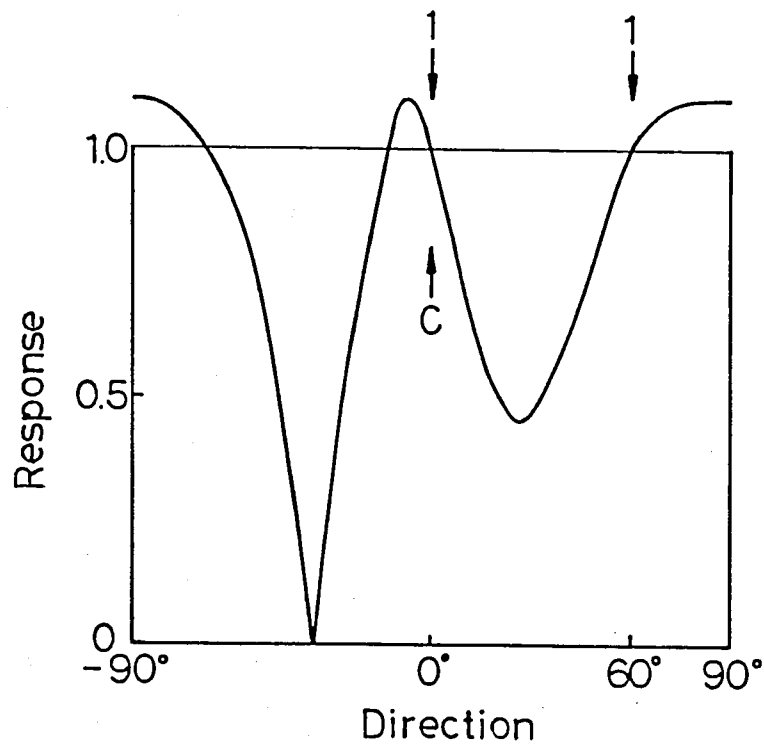


図 8-2 (a) 干渉性妨害波 ( $60^\circ$ ) に対して  
従来の方向拘束式アダプティブアレイが  
達成する指向性パターン  
希望信号強度 1. 妨害波強度 1.  
 $\mu = 2 \times 10^{-3}$  1500th iteration

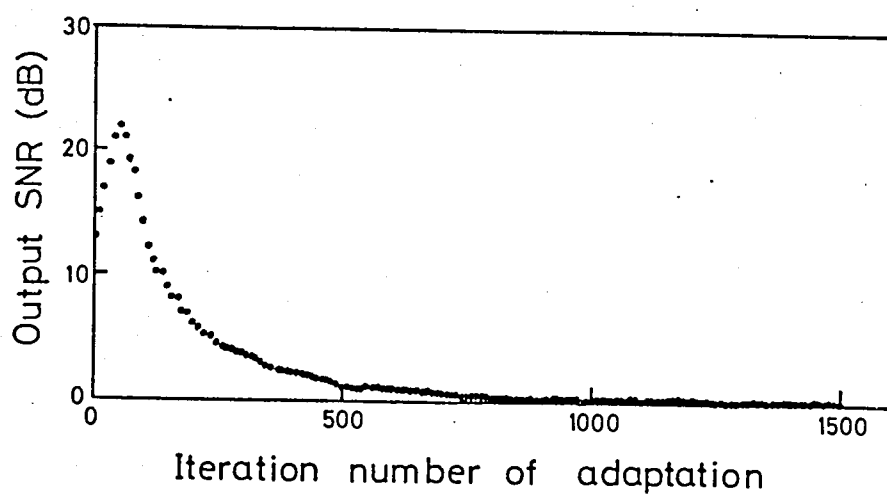


図 8-2 (b) 干渉性妨害波 ( $60^\circ$ ) に対する  
アダプティブアレイの出力 SNR 変化特性

である。これは  $\rho=0$  つまり非干渉性の妨害波の場合には完全に妨害波抑圧が行なわれ無限大の SN比  $\rho=1$  の場合には相殺している状態。つまり所望信号出力と干渉性妨害波出力の強度は一致し、1 となることを表わす。

このように従来のアダプティブアレイで最適ウエイトとして導かれている(2-78)は干渉性妨害波に関しては誤ウエイトである。

これは最急降下法を用いたフィードバック制御においても同様であり、誤ウエイト(8-16)又は(8-17)に収束することになる。

この相殺動作を計算機シミュレーションにより示す。

干渉性妨害波は所望信号波のマルケパス(反射波等)による信号であるからその入力振幅は同程度であると考える。所望波、干渉性妨害波共に 1 とする。干渉性のためにはその相対位相は常に固定であり、本質的な条件ではないが同相とした。つまり、フィードバックのためサンプリング間隔とは同期しないため、共に同一のランダム位相成分を加える。このような位相関係の CW 信号を所望信号、妨害信号に用い、この場合相関係数  $\rho$  は 1 である。このような条件下において  $60^\circ$  方向から干渉性妨害波が入射する環境のシミュレーションを行なった。従来型アダプティブアレイでは最適化制御アルゴリズムにより図 8-2(a)のようなパターンを所望ウエイトに収束した。拘束条件により所望信号  $S$  に対する応答は保証されているが、妨害波  $N$  に対しては却って

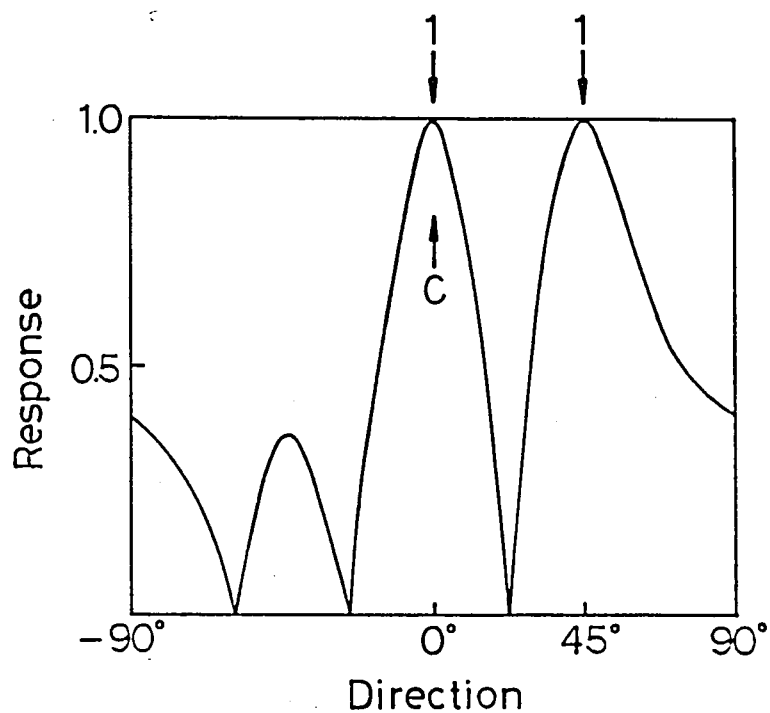


図8-3 干渉性妨害波(45°)に対して  
 従来の方向拘束式アダプティブアレイが  
 達成する指向性パターン  
 所望信号1, 妨害波強度1.  
 $\mu = 2 \times 10^{-3}$  1500 th iteration

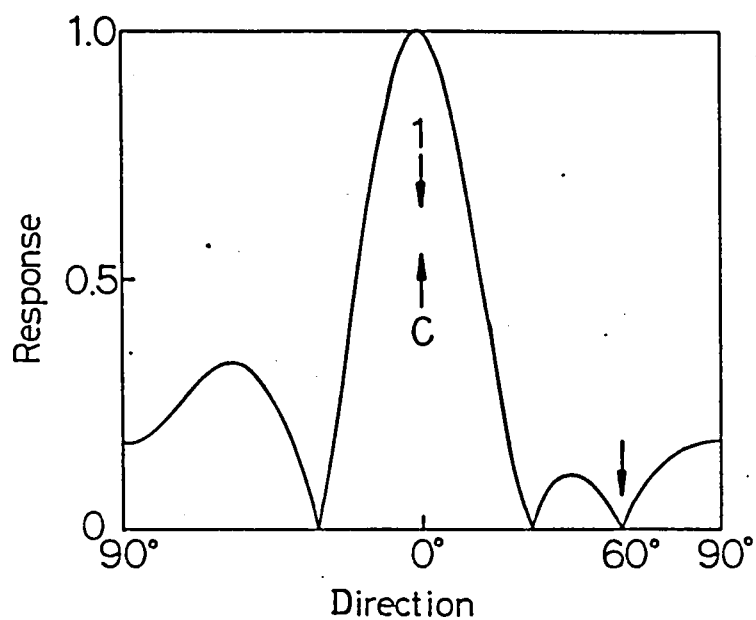


図 8-4 非干渉性妨害波 (60°) に対して  
 従来の方向拘束式アダプティブアレイが  
 達成する指向性パターン  
 所望信号強度 1, 妨害波強度 1.  
 $\mu = 2 \times 10^{-5}$  . 1500 th iteration

初期ウェイトによる応答より増大し、拘束方向と同一の応答を示し、さらに逆の位相特性を示す。つまりこのウェイトは(8-18)のように正しい最適ウェイトであり、この場合の同相、同振幅入力の所望波、妨害波に対し、出力において逆相、同振幅になる応答を示し、妨害波出力は(8-22)の示すように所望信号を打ち消すように働くため、出力端では内部雑音以外ほとんど何も出力なくなる。

アダプティブアレイのこの制御過程と出力SN比の変化によって図8-2(b)に示す。アルゴリズムの反復により、結局(8-24)に示すようにSN比が0dBに落ちる様子が示されている。最初のうちはSN比が上昇しているのはSとBに対する応答を逆位相に調整するためのウェイトの動きによると思われる。また干渉性妨害波が45°から入射する場合の収束後のパターンを図8-3に示す。前例と同様応答をそろえ、位相が反転しているため、やはり相殺動作をしている。このように干渉性妨害波に対しては、入射角によらず相殺動作を引き起こすことが示される。これに対して妨害入力干渉性ではない場合に、図8-2と同様のシミュレーションを行なった結果を図8-4に示す。この場合にはB方向にヌレを作り妨害除去を行なうから、出力の高いSN比を達成できる。干渉性妨害波に対してもやはりこのようなアレイパターンが必要である。

このような誤動作の原因は(8-1)に示すような妨害-信号

相関項であり、何らかの処理によりこの相関を除去することにより、干渉性妨害波に対しても2章に示すように入射方向にパターンヌルを作り、除去動作を示す真の最適ウエイトに到達することが出来る。

この相関項を省くには入力端での波同志の相関を減少させる方法と、所望信号そのものとウエイトの制御ループから除去しておく方法との2つが考えられる。

3節の相関除去法は前者、4節のプリビームフォーマは後者の方法を具体化したものである。以上のような解析ではさらに非干渉性の妨害波が存在する場合やBの中の所望信号とは無相関な成分については明確にしていなか（2-21）の示すようにアダプティブレイは妨害波入力から所望信号と相関のある成分のみを抽出することになるから無相関成分はすべて抑圧される。

### 3節 相関抑圧法

本節では所望信号に対して完全相関のある、即ち  $\rho_{\text{d}}$  が1となるような干渉性雑音を対象としてその抑圧を目的とするアダプティブレイの処理法を述べる。前節に示す相殺動作の原因となる所望信号と干渉性妨害波の相互相関はその2入力の時間的に固定された相対位相関係によって生じる要素である。相互相関項を抑圧する方法として、アダプティブ

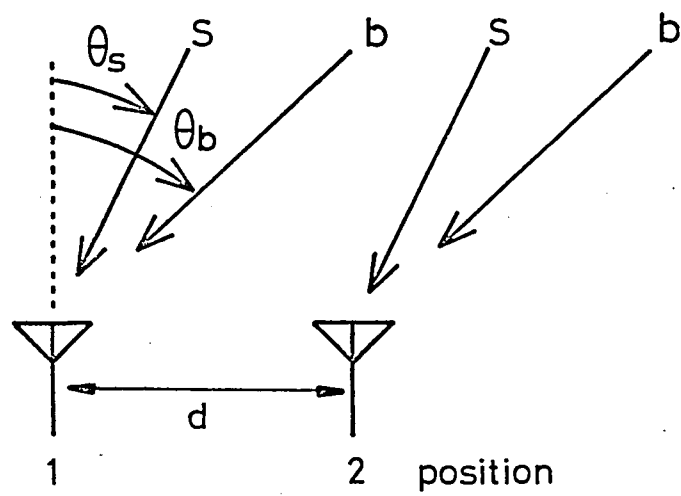


図8-5 アンテナ素子の空間移動



アレイの最適化過程におけるこの相対位相に、時間的な  
 ずれを正す方法を採用する。この原理である。アンテナ素子の  
 空間移動による入射波の位相変動を図 2-5 に示す。干渉性  
 妨害入力  $b$  の周波数は 所望信号  $S$  の周波数に等しいから、位相  
 のみを考慮する。アンテナ素子が位置 1 に置かれている場合の  
 $S, b$  のそれぞれの入射位相を  $\varphi_s, \varphi_b$  とすれば、位置 2 へ移動  
 するとして  $S$  の位相は  $\varphi_s + \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_s$ ,  $b$  の位相は  
 $\varphi_b + \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_b$  となる。空間移動距離  $d$  に対し、 $S$  と  $b$  の  
 位相差の変化は  $\frac{2\pi d}{\lambda} (\sin \theta_s - \sin \theta_b)$  である。これは通路  
 長さの変化によるものである。このように入射方向の異なる干渉性  
 妨害波に対しては空間移動により相対位相を正すことが  
 出来る。この位相変化が相関項抑圧に寄与する状態は  
 次のように考えると わかりやすい。アンテナ素子の位置 1 から 2 への  
 移動に要する時間を  $\tau$  とすれば、前述の位相の変化率は  
 $\frac{2\pi}{\lambda} \frac{d}{\tau} (\sin \theta_s - \sin \theta_b)$  となる。位相の時間変化率は 即ち  
 周波数であり、結局  $S$  と  $b$  に対するドップラー周波数の違いが  
 周波数差となり、周波数の異なる信号は無相関であると考えられ  
 相関項が消失する。

この原理をアダプティブアレイに 応用し、相関抑圧を行なう。  
 先に述べた素子の移動と同様に多素子アレイを空間的に

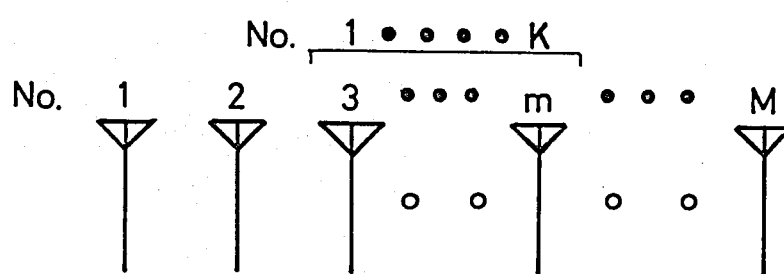


図 8-6 M素子リ=アレイと K素子部分アレイ

動かすことになるが、アレイが大規模になると機械的に動かすことは困難になるので、電子的に切換える方式を導入する。すなわちリニアアレイの場合には図2-6に示すようにアダプティブプロセッサに用いる素子数( $K$ )より多くの素子( $M$ )を配列し、この $M$ 素子リニアアレイの中で、 $K$ 素子の部分アレイを選び出して接続する。これにより、 $K$ 素子アダプティブプロセッサは $(M-K+1)$ 個の位置を任意に取ることが出来る。実際には、アルゴリズム(2-50)に従うサンプル値制御の反復回数に同期して $(M-K+1)$ 個のサブアレイを切り換えてプロセッサに接続するため、フィードバックのサンプル毎に位相関係の異なる $S$ と $B$ が入れられ、本来生じる相関項を抑圧し、干渉性妨害入力に対する除去能力が生じる。

このような相関抑圧動作をアレイの自己相関行列 $R_{xx}$ において論じる。 $M$ 素子アレイの中心と位相中心に選び、所望信号及び干渉性妨害波共にCW入力を設定する。それぞれの入力強度、位相中心における入力位相を $A_s, A_b, \varphi_s, \varphi_b$ とすれば、複素信号表現により、 $m$ 素子の出力 $X_m$ は、

$$X_m = A_s e^{j\left\{\omega t + \varphi_s + \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_s \left(m - \frac{M+1}{2}\right)\right\}} + A_b e^{j\left\{\omega t + \varphi_b + \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_b \left(m - \frac{M+1}{2}\right)\right\}} \quad (2-25)$$

である。ここに $m$ は本節でのみ大アレイの素子番号を表わすこととする。

第1項は所望信号波、第2項は干渉性妨害波であり、内部雑音は小さいとして省略する。 $M$ 素子アレイの入力相関行列 $R_M$ は

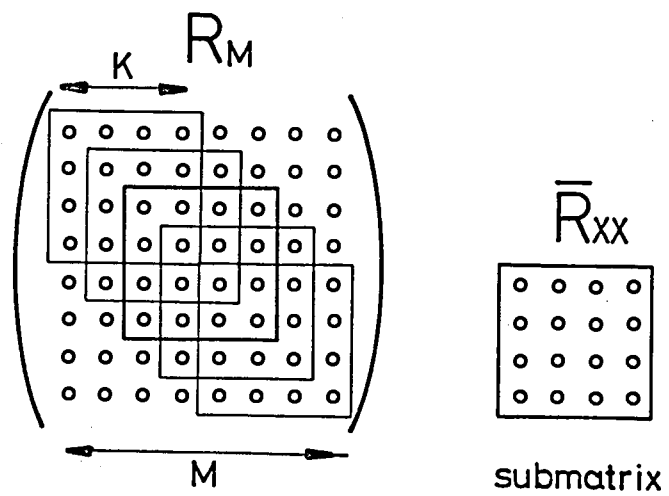


図 8-7  $M$  次入力相関行列と  $K$  次平均相関行列

その定義 (2-71) により求めると、 $(m, n)$  要素である  $r_{mn}$  は

$$\begin{aligned}
 r_{mn} &= \frac{1}{2} X_m \bar{X}_n \\
 &= \frac{A_s^2}{2} e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} (m-n) \sin \theta_s} + \frac{A_b^2}{2} e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} (m-n) \sin \theta_b} \\
 &\quad + \frac{A_s A_b}{2} e^{j \{ \varphi_s - \varphi_b + \frac{2\pi d}{\lambda} \{ m \sin \theta_s - n \sin \theta_b - \frac{M+1}{2} (\sin \theta_s - \sin \theta_b) \} \}} \\
 &\quad + \frac{A_b A_s}{2} e^{j \{ \varphi_b - \varphi_s + \frac{2\pi d}{\lambda} \{ m \sin \theta_b - n \sin \theta_s - \frac{M+1}{2} (\sin \theta_b - \sin \theta_s) \} \}} \\
 &\quad 1 \leq m, n \leq M \quad (2-26)
 \end{aligned}$$

であり、第3、4項が相関項に対応する。次に  $K$  素子部分アレイに関する  $(M-K+1)$  個の  $K$  次正方入力相関行列が得られ、これを  $R_M$  とし  $M=8, K=4$  の場合の図 2-7 に示すように部分行列の関係がある。アダプティブアレイの制御過程においてサブアレイを切り換える操作は、この部分行列を切り換えて用いることになり、その動作は  $(M-K+1)$  個の部分行列を平均して  $(K \times K)$  行列を入力相関行列として用いた  $K$  素子アダプティブアレイの動作と同じになる。この  $(K \times K)$  の平均相関行列  $\bar{R}_{xx}$  の  $(m', n')$  要素を  $\bar{r}_{m'n'}$  とすれば、 $m-n = m'-n'$  という条件のもとでの  $r_{mn}$  の平均となる。

$$\begin{aligned}
 \bar{r}_{m'n'} &= \frac{1}{M-K+1} \sum_{m=n'}^{M-K+m'} r_{mn} \\
 &= \frac{A_s^2}{2} e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} (m'-n') \sin \theta_s} + \frac{A_b^2}{2} e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} (m'-n') \sin \theta_b} \\
 &\quad + \int_c \frac{A_s A_b}{2} e^{j \{ (\varphi_s - \varphi_b) + m' \sin \theta_s - n' \sin \theta_b - \frac{K+1}{2} (\sin \theta_s - \sin \theta_b) \}} \\
 &\quad + \int_c \frac{A_b A_s}{2} e^{j \{ (\varphi_b - \varphi_s) + m' \sin \theta_b - n' \sin \theta_s - \frac{K+1}{2} (\sin \theta_b - \sin \theta_s) \}} \\
 &\quad m', n' = 1, 2, \dots, K \quad (2-27)
 \end{aligned}$$

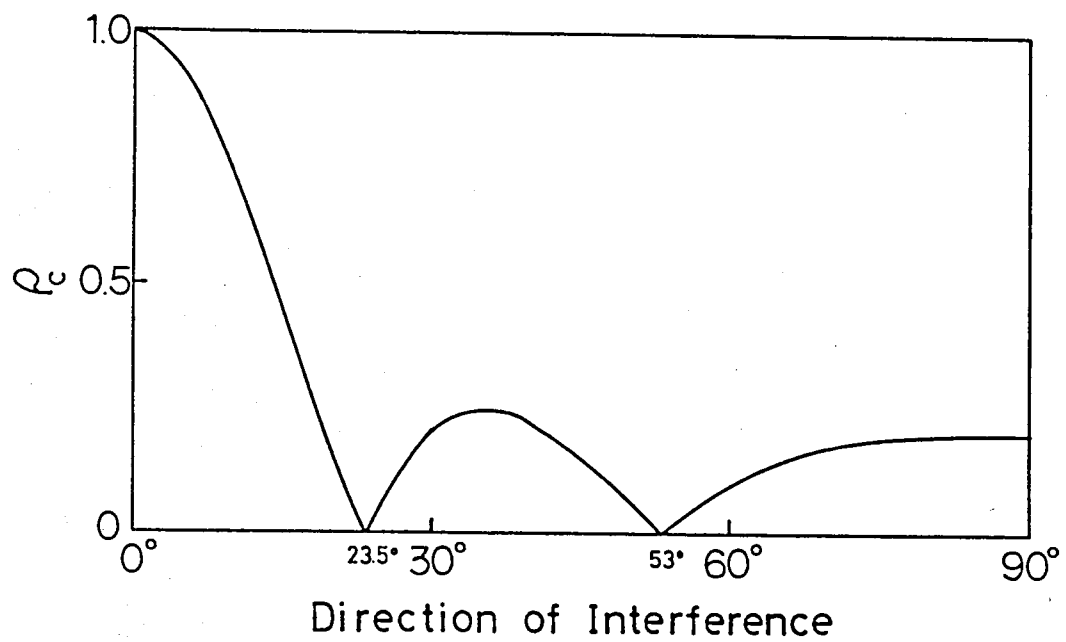


図 2-8  $P_c$  の入射角依存特性 ( $M=8, K=4, \theta_s=0$ )  
 5素子 半波長間隔 フェイズドアレイパターン

ここに

$$\rho_c = \frac{1}{M-K+1} \sum_{m=m'}^{M-K+m'} e^{j(m-m'-\frac{M-K}{2})(\sin\theta_s - \sin\theta_b)}$$

(8-28)

である。 $\rho_c$  は  $\theta_s$  方向に主ビームを向け  $(M-K+1)$  素子のフェイズドアレイの主ビームを 1 に規格化したアレイパターンの  $\theta_b$  方向の応答を示し、位相中心がアレイの中心にあるため実数でその絶対値は 1 より小さい。 $\rho_c = 1$  の場合には、(8-27) の  $\bar{r}_{m'n'}$  は図 8-7 の中で太線で示す中心のサブアレイによる相関行列に相当する。従って  $\rho_c = 1$  は完全相関の残っている状態を表わし、 $\rho_c$  絶対値の大小は相関項の抑圧度を決定する。従ってこの相関抑圧法においては、(8-28) の示すように  $\rho_c$  は入射角  $\theta_s, \theta_b$  に依存するため完全な抑圧は不可能である。 $\rho_c$  の一例として  $M=8, K=4, \theta_s=0^\circ$  の場合に  $\theta_b$  による  $\rho_c$  の特性を図 8-8 に示す。これは 5 素子フェイズドアレイのアレイパターンであり、 $\theta_b$  が  $23.5^\circ$  と  $53^\circ$  の場合にはのみ相関項が抑圧されることを示す。

相関抑圧法における (8-27) と 2 節における解析とを比較すれば  $\rho_c$  は  $\rho$  と同じものとみなすことができる。従って 2 節における解析がそのまま適用できるためこの相関抑圧法によって達成される出力電力 SN 比は

$$SNR_{out} = \frac{1}{\rho_c^2}$$

(8-29)

である、

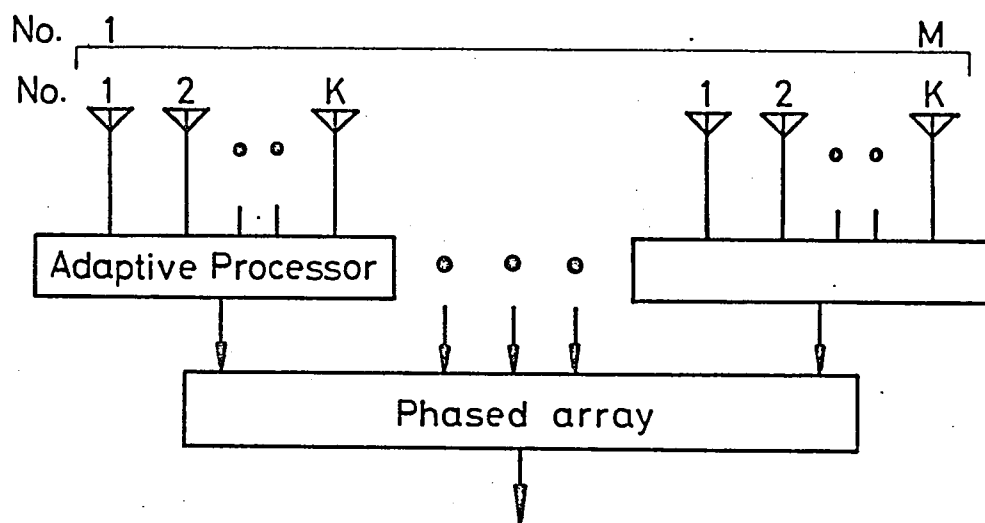


図 2-9  $K$  素子サブアレイによる  $M$  素子アレイ



(8-28) の  $P_c$  は 重み無し の 単純平均であるが、各サブアレイへの切り換え操作における傾度を 変えることにより、重み付き平均を行なうことが可能である。(8-28) における  $m-m'$  は  $m$  と読みかえ、ウェイトは  $P_m$  ( $m=1, \dots, M-k+1$ ) とすれば、

$$P_c = \frac{1}{M-k+1} \sum_{m=1}^{M-k+1} P_m e^{j(m-1-\frac{M-k}{2})(\sin\theta_s - \sin\theta_b)} \quad (8-30)$$

である。  $T=T'$  とし

$$\sum_{m=1}^{M-k+1} P_m = 1 \quad (8-31)$$

とする。(8-30) の  $P_c$  は 重み付き 圧力振 の アレイファクタに なり  $T$  と えば、  
 ドルフチェビシェフアレイ<sup>(2)</sup> の ウェイト を 用い れば サイドローブ領域において  $P_c$  のレベルを 定めることが出来て、ほぼ入射角に 依存しない 干渉性妨害波除去能力が 決定される。

この 相関除去法は アダプティブプロセッサの チャンネル数 ( $K$ ) より 多くの アンテナ素子 ( $M$ ) を 必要とするため 冗長な 方法であるが、 $M \geq K$  の 整数倍に 選べ、図 8-9 の ように サブアレイ を 組み合わせることによって  $M$  素子 を 有効に 用いることが出来る。

#### 4 節 フリビームフォーマー

2 節では 入力相関行列において 干渉性雑音に対する アダプティブアレイの動作を論じ、その相殺動作に対する原因が 所望信号と

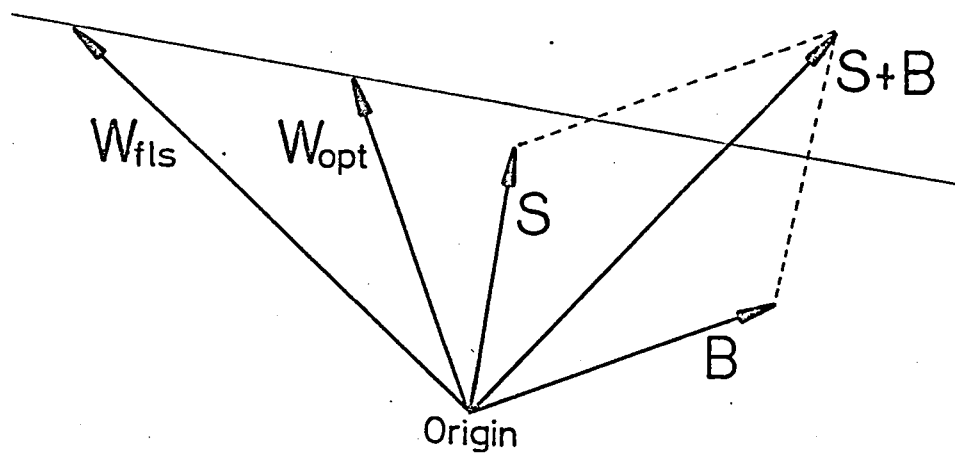


図 8-10 干渉性妨害波ベクトルと希望波ベクトル  $q$  と  $q$   
 $S+B$  に直交する設計ウェイトベクトル  $W_{fls}$

妨害入力の相互相関であることを明らかにした。3節ではその相互相関項のみの抑圧を目標としたが本節ではフィードバックループから  
希望信号成分そのものを取り除くことにより、希望信号の自己相関  
行列をも含めて相互相関項を取り除く方法としてプリビーム  
フォーマを取り上げた。

従来、アダプティブアレイに対し、干渉性妨害波 $B$ が入射すると  
 $B$ と希望信号ベクトル $S$ とはその干渉性により図8-10のように  
ベクトルとして同一空間内に固定されるため、そのベクトル和 $S+B$ が  
作られることになり、出力電力最小化を目指すフィードバック制御に  
より $S+B$ に直交する誤ったウェイト $W_{FLS}$ を拘束空間上に  
作ってしまうことになる。 $W_{FLS}$ と $S+B$ との内積は零であり、  
アレイシステム出力において相殺動作を示す。希望信号成分を  
保護し、妨害入力 $B$ を除去するには、 $B$ に直交したウェイト $W_{opt}$   
を必要とする。 $B$ が非干渉性妨害波の場合には、図8-10の  
ように $S$ と $B$ とを同一空間内に固定することが不可能であるために  
アダプティブプロセッサは自動的に $B$ に直交する $W_{opt}$ に達する。

干渉性妨害波の場合にも $S$ が存在しなければ、 $B$ に直交する  
 $W_{opt}$ を実現する。この機能はプリビームフォーマに課し前処理に  
よって希望信号成分を取り除いた入力信号を作る。プリビームフォーマは  
二乗子のアンテナアレイと位相補正に用いるタイムディレイにより構成される。

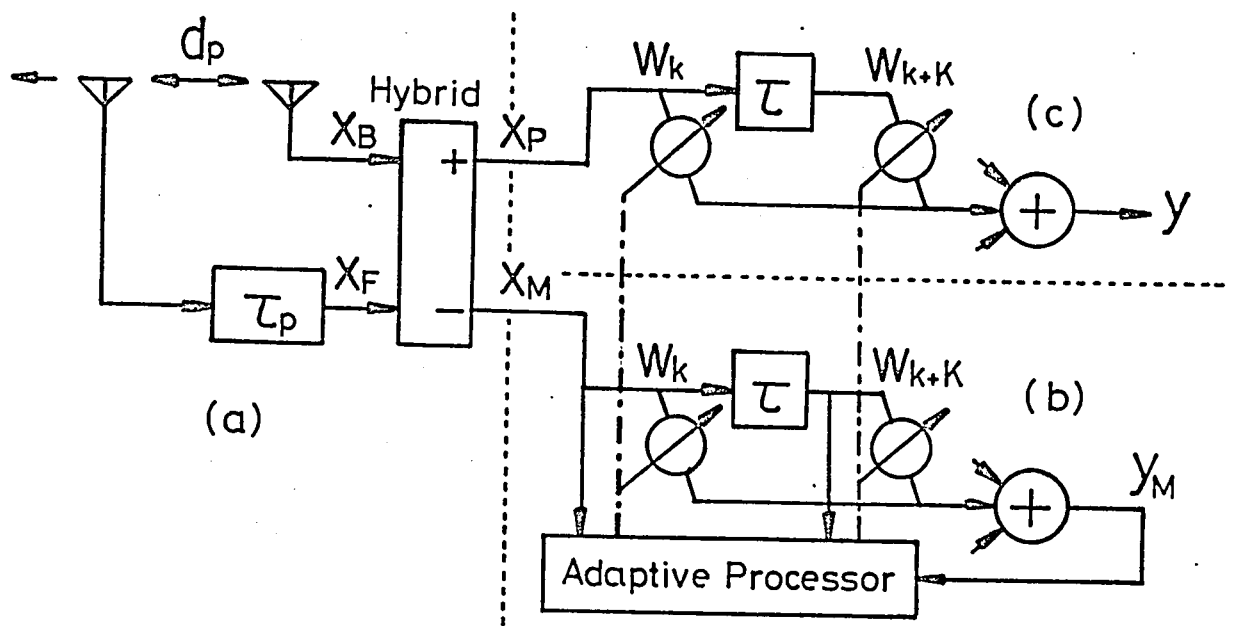


図 8-11 フリビームフォーマに 装備した アダプティブアレイ

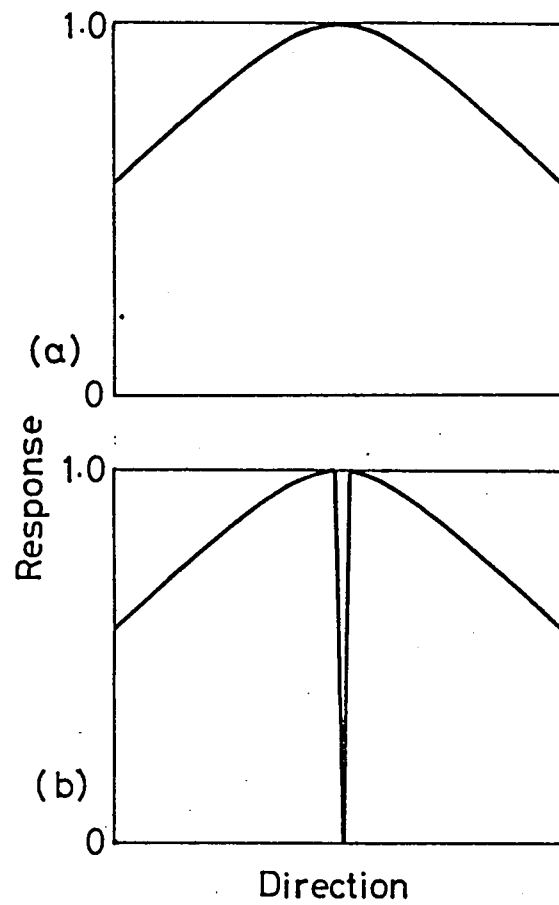


図 8-12 理想的な フリームフォームの  
指向性パターン

(a) 和パターン  $X_P$

(b) 差パターン  $X_M$

図 8-11 に フリーム フォーム を 装 備 し た アナログ アレイ の 処 理 装 置  
 について 1 チャンネル分を示す。この装置は 3 つの部分から構成される。  
 (a) は フリーム フォーム であり、所望信号成分を除去した出力  $X_M$  と  
 所望信号を抽出するための出力  $X_P$  を 備 える。(b) は デジタル  
 プロセッサを含む制御用信号処理部であり  $X_M$  を用いて最適  
 ウェイト  $W_{opt}$  を 実 現 する。(c) は 情報伝送信号部であり、  
 $X_P$  を 入 力 と し、そのウェイトを信号処理部のウェイトに追従させる。

フリーム フォーム としての  $\Lambda$  要素 サブアレイ は 図 8-11 (a) の  
 ように 2 素子の エンドファイアアレイの形成をとる。素子パターン  $X_P$  での  
 主ビームを所望信号方向に向けさせるために 遅延素子  $\tau_P$  は

$$\tau_P = \frac{d_P}{c} \quad (8-32)$$

という固定量である。ここに  $c$  は 光 速 と  $d_P$  は 素子間隔である。

ここで  $d_P$  について考える。フリーム フォーム に 複 数 個 の 干 渉 性 妨害  
 波が 入 射 し た 場 合 に は、2 節 に 示 し た  $S$  と  $B$  の 相 殺 動作 と  
 同様に、その干渉性妨害波間において 相 殺 さ せる 動作を示す。

$X_M$  と  $X_P$  の パターンを切り換えて 受信 する ため に  $X_M$  に対して  
 最適 である ウェイト でも、 $X_P$  に 切り 換 えた 場 合 に、特 に 位 相 関 係  
 が 反 転 する 場 合 に は、却 っ て 加 え 合 わ れ る という 不 本 意 な  
 結果となる。従って  $X_P, X_M$  は 理 想 的 に は  $T$  と え は

図 8-12 に 示 す よう に 所 望 方 向 以 外 は 位 相 特 性 も 含 め て  $X_P$  と

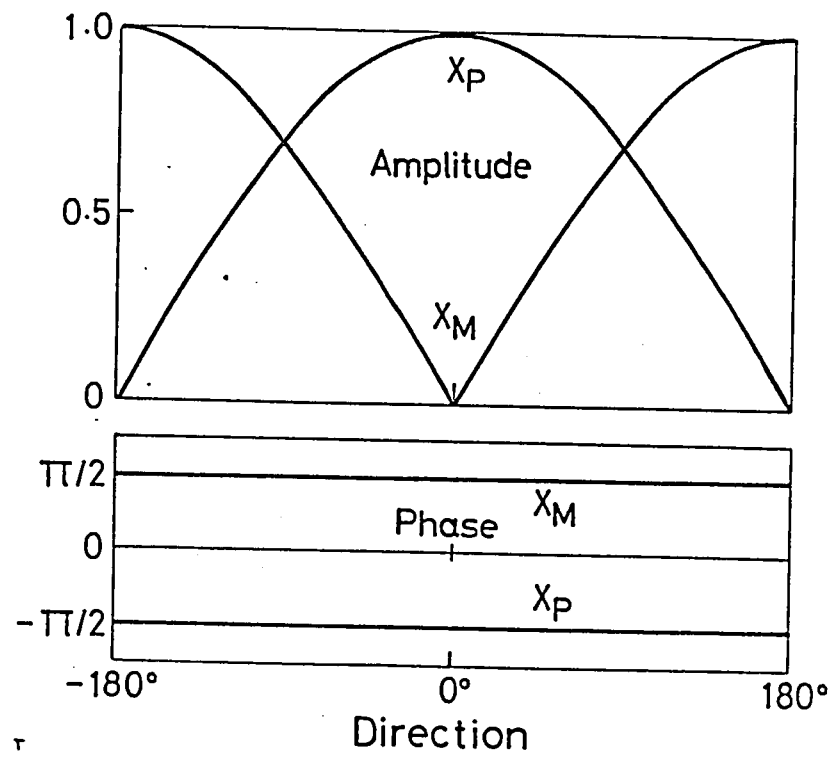


図 2-13 フリビームフォーマーに採用した 2 素子  $\lambda/4$  波長  
間隔 エンドファイアフェイズドアレイパターン

同じパターンをもち、所望方向のみ 又ルをもつ指向性パターンが望ましい。特に上記の理由により位相特性は重要である。

このような条件にできるだけ合致させるために (8-32) の  $d_p$  として  $\frac{\lambda}{4}$  波長が適当である。このサブアレイの中心を位相中心に選ぶことにし、 $\theta$  方向からの入射波に対して ハイブリットへの入力信号は位相のみを考慮すると、

$$X_F = \exp\left[j\left(\frac{\pi d_p}{\lambda} \cos\theta - 2\pi f\tau_p\right)\right] \quad (8-33)$$

$$X_B = \exp\left[-j\frac{\pi d_p}{\lambda} \cos\theta\right] \quad (8-34)$$

であるから ハイブリットを通過した フリビームフォーマの和出力  $X_P$ ,

差出力  $X_M$  は

$$X_P = 2\cos\left[\frac{\pi}{4}(\cos\theta - 1)\right] \cdot e^{-j\frac{\pi}{2}} \quad (8-35)$$

$$X_M = 2\sin\left[\frac{\pi}{4}(\cos\theta - 1)\right] e^{j\frac{\pi}{2}} \quad (8-36)$$

である。これは 2 素子フェイズドアレイのアレイパターンであり、図 8-13 に示す。  $0^\circ$  が エンファイア方向で 所望信号の到来方向に対応し、

$X_P$  は 主ビームを  $X_M$  は 又ルを向けている。このため  $X_M$  を 信号処理部の入力として用いることが出来る。また  $X_P$  を 所望信号抽出に用いる。  $X_P, X_M$  の位相特性は共に平坦であり先の条件を満足している。従来の方向拘束式アダプティブアレイはデジタルプロセッサにおけるソフトウェアとしての拘束条件のみにより主ビームを走査することが出来るが フリビームフォーマ型のアダプティブ



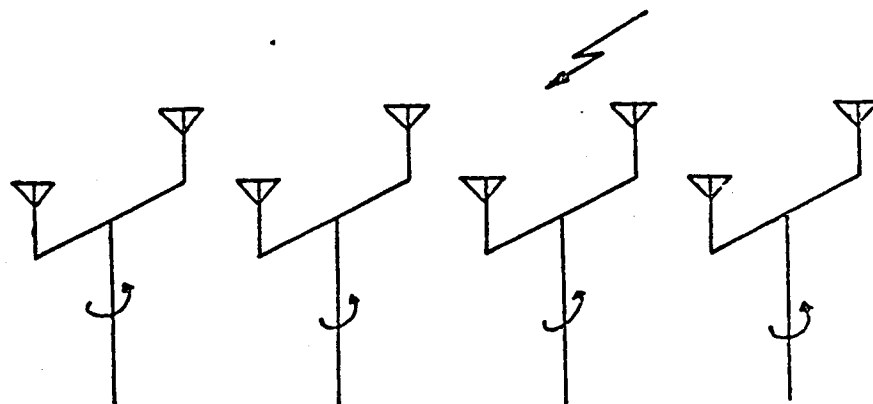


図8-14 フリビームフォーマーの主ビーム方向の機械的走査

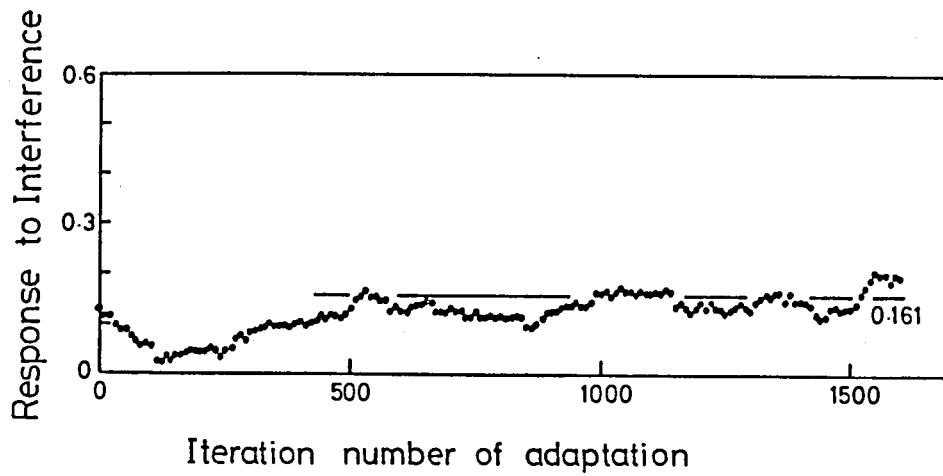


図 8-15 60°に入射する干渉性妨害波に対する相関除去法を用いたアダプティブアレイの応答変化特性  
 希望波強度 1, 妨害波強度 1, ステップサイズ  $\mu = 2 \times 10^{-3}$

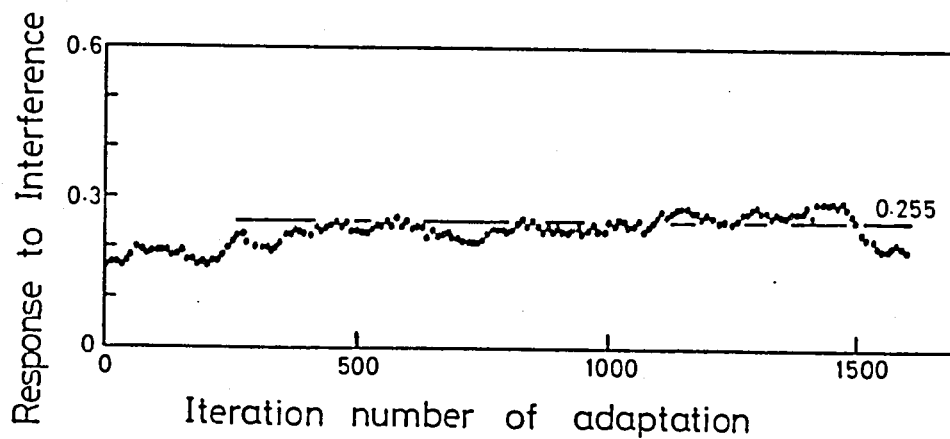


図 8-16 36°に入射する干渉性妨害波に対する相関除去法を用いたアダプティブアレイの応答変化特性  
 希望波強度 1, 妨害波強度 1, ステップサイズ  $\mu = 2 \times 10^{-3}$

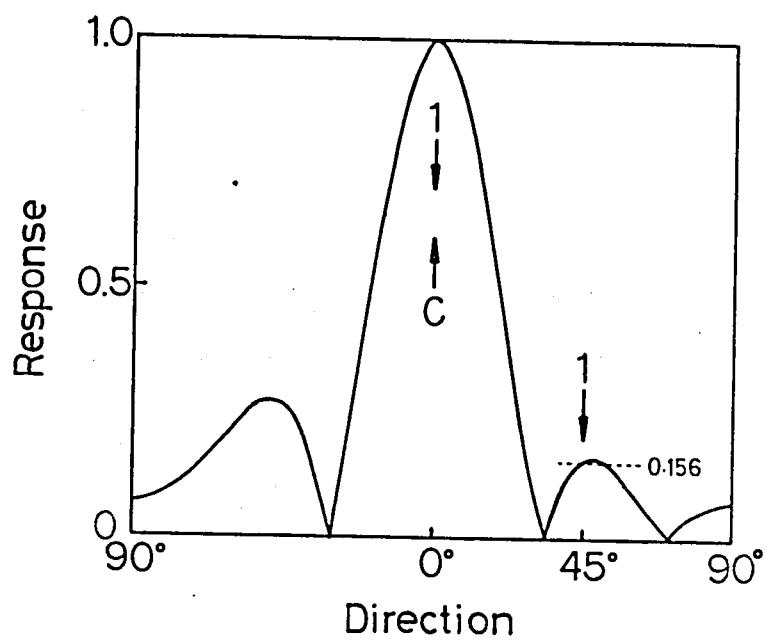


図 8-17 45° から入射する干渉性妨害波に対する  
 相関除去法を用いたアダプティブアレイの達成する  
 指向性パターン  
 所望波強度 1, 妨害波強度 1, ステップサイズ  $\mu = 2 \times 10^{-3}$

アレイは、信号処理部は上記と同様であるが、ポリビームフォーマのものは エントファイアアレイとして用いるため 図8-14のようなサブアレイごとに位相中心を軸として機械的に回転し局所的ベースラインを所望信号に向ける必要がある。

## 5節 改良型システムのシミュレーション

相関除去法 及び ポリビームフォーマの動作を 計算機シミュレーションにより評価する。

相関抑圧法によるシミュレーション 干渉性妨害波に対するシミュレーションを3節に述べた方法で行なった。このシステムの大アレイ素子数は  $M=8$  または  $16$  であり アダプティブプロセッサは  $K=4$  である。 $M=8$  の大アレイにおいて 重み付けをしない 均等切り換えによる相関抑圧法を用いた。干渉性妨害波が  $67^\circ, 36^\circ$  の場合には それぞれアダプテーションによる妨害波方向の応答を 図8-15, 図8-16に示す。(8-28) の相関抑圧の係数  $\rho_c$  は  $67^\circ, 36^\circ$  に対してそれぞれ  $0.161, 0.255$  であることから 先の解析の示すように 妨害波に対する応答がやはり  $\rho_0$  と同じ値に収束することが予想され、定常特性のふらつきはあるが 結果は良く一致している。入射角  $45^\circ$  の場合も同様の収束特性を示し、収束後には 図8-17のようなパターンを示し、 $45^\circ$  方向の応答の  $0.158$  という値は

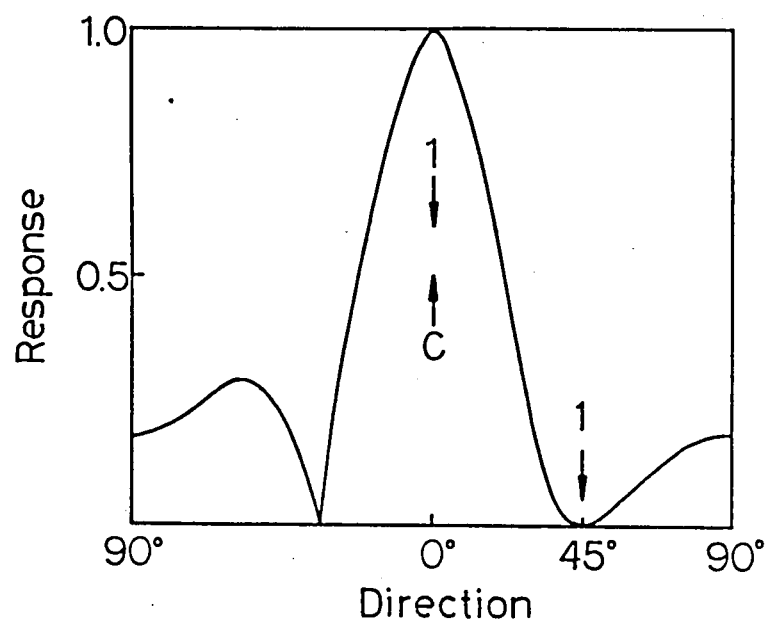


図 8-18 重み付けによる  $P_c = 0$  の相関除去法を用いたアンプ・アレイが達成する指向性パターン

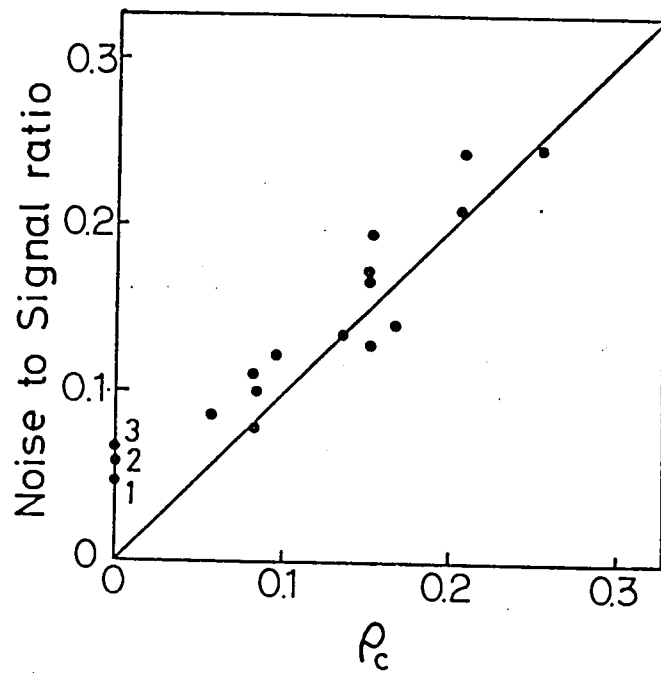


図8-19 相関除法を用いたアダプティブアレイの達成可能雑音対信号比の  $\rho_c$  依存特性

$f_c$  に一致する。同様に、 $B$  の入射方向  $53^\circ$  の場合 及び (3-22) の  $P_m$  により適切な重み付けを施した入射方向  $45^\circ$  の場合の  $f_c$  は零となるため、計算機シミュレーションにより 図 8-18 のようなヌルを作るこゝが確かめられた。さらに  $B$  の入射方向と重み付けを変え、 $M=16$  素子の場合についての多くのシミュレーションを行ない、 $f_c$  に対する干渉性妨害波除去能力を確かめた。妨害波出力をモニター。定常特性のふらつきを収束後 100 回を平均することにより取り除く。出力の電圧レンジでの雑音対信号比 (NSR) を求め、その  $f_c$  依存性を 図 8-19 に示す。シミュレーション結果は実線のみで理論値と良く一致する。番号の付けられた点 1, 2, 3 はそれぞれ非干渉性妨害波、 $53^\circ$  から入射する干渉性妨害波、 $45^\circ$  から入射する場合の重み付け処理を表わす。共に  $f_c$  は零であるにもかかわらず NSR が零でないのは、4 章に述べたように内部雑音及び定常特性のふらつきにより、最適点のずわりを要するため、完全な妨害波除去ができないという理由による。

フリビームフォーマ方式によるシミュレーション 次に 4 チャンネルアダプティブプロセッサに フリビームフォーマを付けた場合のシミュレーションを行った。リアレイはベースラインの前後に対称な指向性パターンを示すが、全体としては フリビームフォーマのサブアレイのパターン 図 8-13 がわかるため、初期重みウェイトとして 等振幅励振

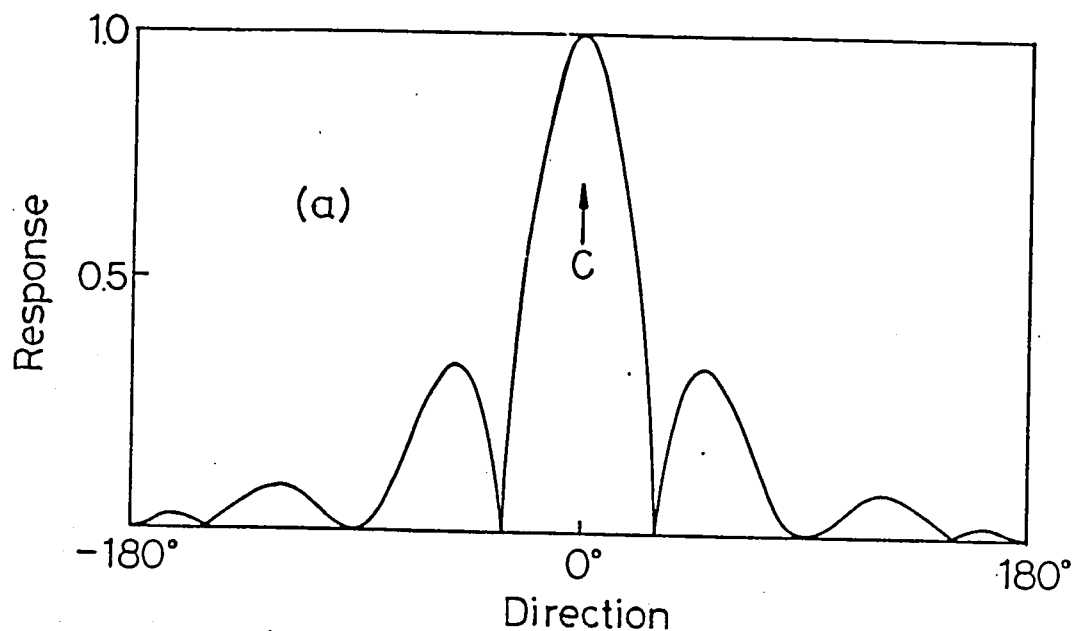


図 8-20 (a) フリビームフォーマー型アダプティブアレイの等振幅  
励振パターン  
(4チャンネルフリビームフォーマーアダプティブアレイ)

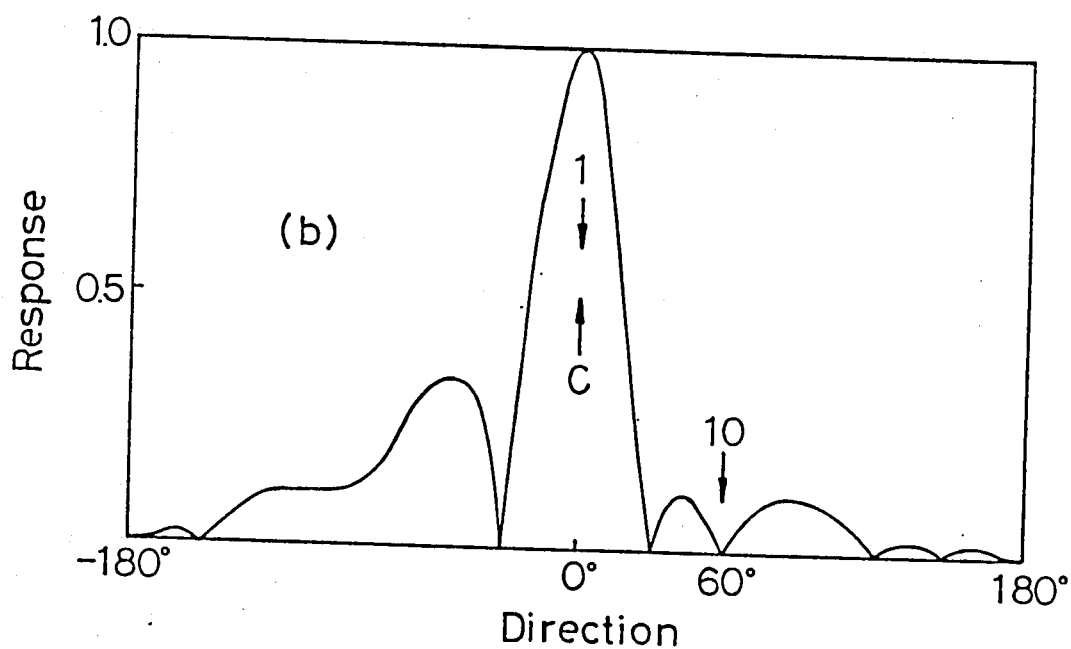


図 8-20 (b) 60°から入射する干渉性妨害波に文付し、フリビーム  
フォーマー型アダプティブアレイの達成する指向性パターン  
妨害波強度 10,



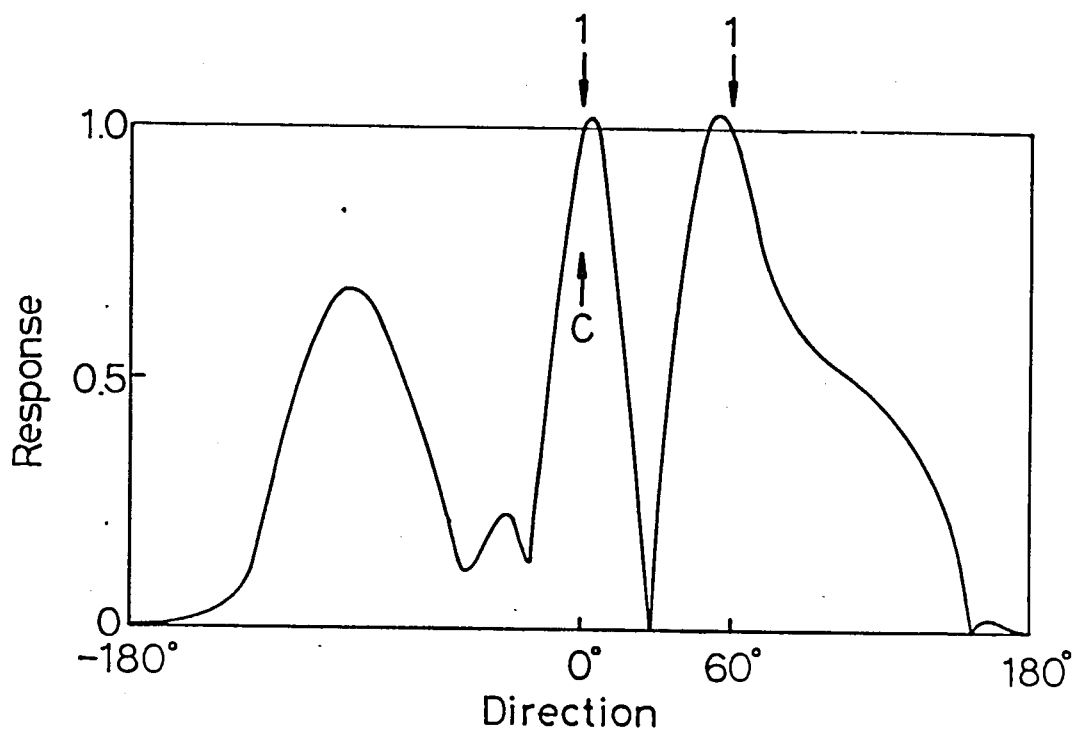


図 8-2/ フォリビームフォーマーの 所望波成分を含む和出力  $X_p$  を  
 用いた フィードバックにより 干渉性妨害波に対して 作る  
 指向性パターン  
 干渉性妨害波入射角  $60^\circ$

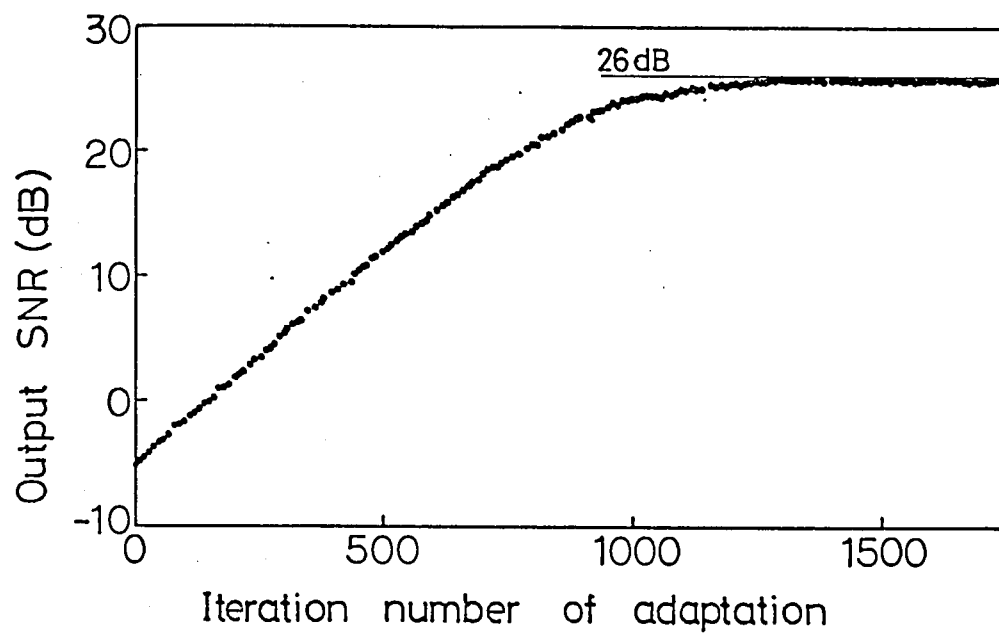


図 8-22 60°から入射する干渉性妨害波に對するフォーミュラ型  
アダプティブアレイの SNR 学習特性  
ステップサイズ  $\mu = 3 \times 10^{-5}$

パターンは 図 2-20 (a) のように全方向にわたって指向性を生じる。  
(b) は  $60^\circ$  方向から所望信号に対し、 $20\text{dB}$  強い干渉性妨害波が入射する電波環境における最適化後の指向性パターンである。  
妨害波 B の入射方向に対するヌルは アダプティブプロセッサにより作られており、そのヌル生成能力は、入力振幅、位相、入射角、所望信号との相関係数に依存しない。非干渉性妨害波に対しても同様にヌルを作り除去作用も示すことがシミュレーションによって確かめられている。ポリビームフォーマの差出力  $X_M$  とそれに対するアダプティブプロセッサ出力  $Y_M$  を用いて制御を行なうこのアダプティブアレイは、所望信号成分を含まない信号による制御という点に特徴がある。ここで、所望信号成分を含む  $X_P$  とその出力による制御のシミュレーションを行なった。従来型のアダプティブアレイと比較するためには干渉性妨害強度も所望信号と同一に、また入力位相も同位相に設定した。フィードバックの収束後は 図 2-21 に示す指向性を得た。S と B 方向 共に同一の振幅位相応答を示した。このように制御ループからの所望信号成分の除去が有効であることが実証された。図 2-20 のシミュレーションに対応する SN 比 学習特性も 図 2-22 に示す。4 チネルのアダプティブアレイではあるが、各チャネルに 2 素子のポリビームフォーマを備えているため、SN 比の理論最高値は  $26\text{dB}$  である。ポリビームフォーマは非干渉性

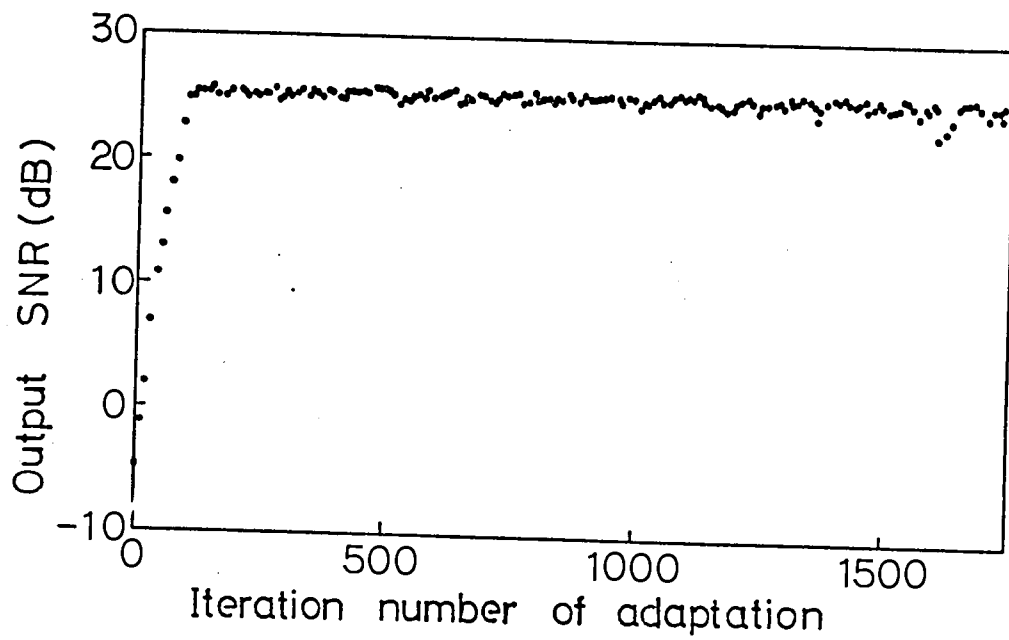


図 8-23 60°から入射する干渉性妨害波に対するポリビームフォーマー型  
 アダプティブアレイの SNR 学習特性  
 ステップサイズ  $\mu = 3 \times 10^{-4}$

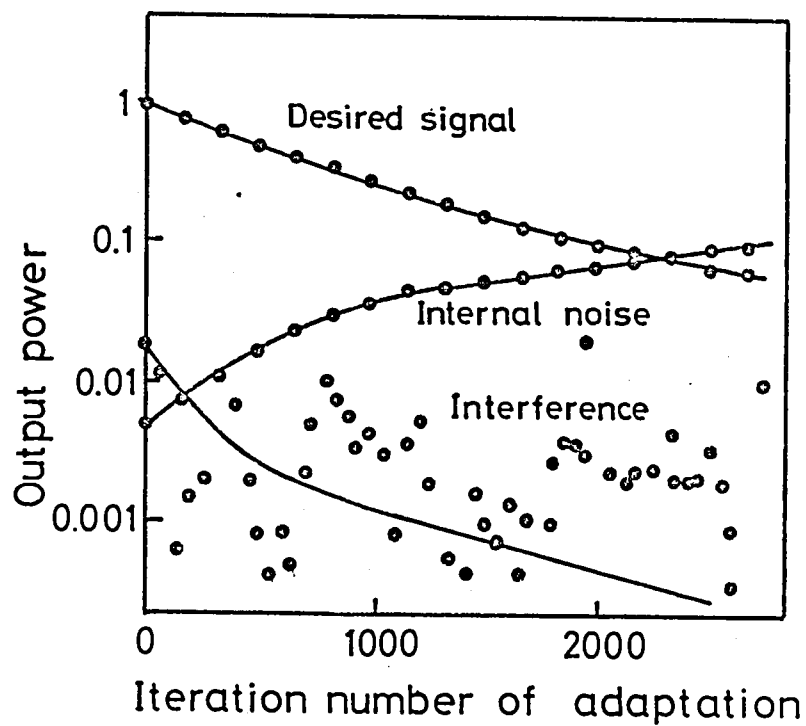


図8-24 拘束方向からはずかに所望信号(6°)と  
45°から入射する妨害波に対する従来の  
アダプティブアレイの出力変化  
ステップサイズ  $\mu = 2 \times 10^{-5}$

妨害波に対しても同様に働く。60°方向から非干渉性妨害波が入射すれば、やはりアダプテーションにより図8-20(b)のようなスレを作り図8-22のようなSN比学習特性を示す。従来型のアダプティブアレイ同様、アルゴリズムの反復によりSN比が向上するが収束後の定常特性に注目すれば、図2-8(i)に比較してその安定性に著しい改善がみられる。4章で示したように、所望信号成分を制御入力から除去したことが、やはりこの改善の直接の原因になっている。方向拘束式アダプティブアレイも、他の方式同様、その収束速度はステップサイズに比例する<sup>(67)</sup>ことが導かれており、 $\mu$ を大きくすることにより速い収束が出来るが、定常特性が劣化するという性質がある。

図8-22のように安定な定常特性を示すポリビームフォーマを用いることにより、2章4節に述べた収束条件を満たす範囲で大きくすることが可能であり、応答速度も著しく改善することが可能である。図8-23はこれに基づき、10倍のステップサイズ $\mu$ を用いたシミュレーション結果である。素速い立上りとなお小さい定常特性が実現される。

さらに方向拘束条件を作るための所望信号方向推定の誤差の緩和がポリビームフォーマの副産物として上げることが出来る。従来、方向拘束アダプティブアレイにおいて、所望信号が拘束方向からずれている場合には、図8-24の示すように、所望信号成分までも抑圧するという傾向があった。図8-24は拘束方向0°から6°ずれて所望信号が、

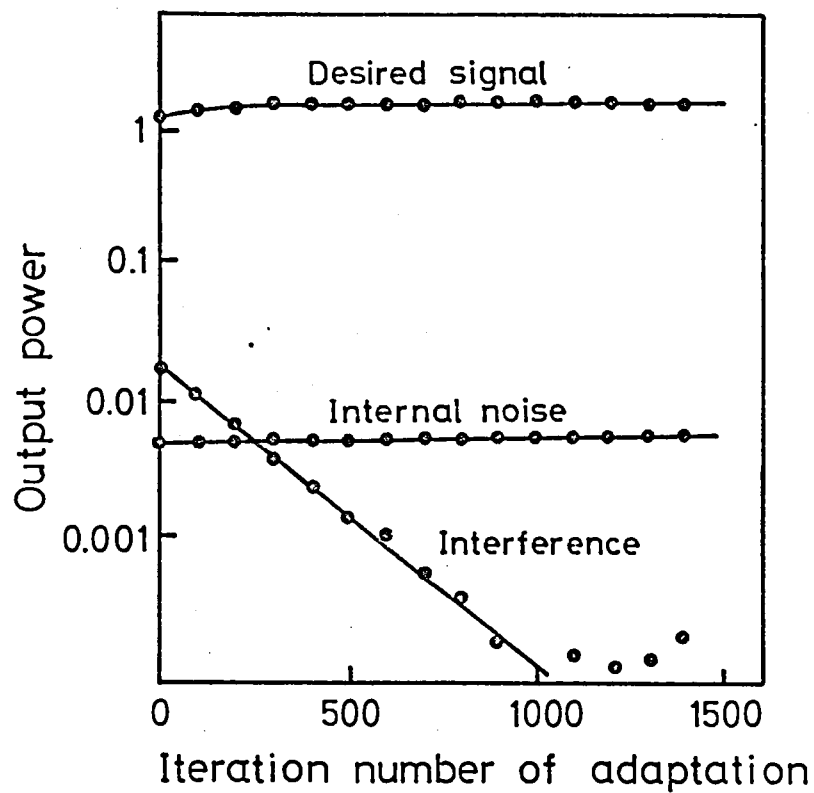


図 8-25 拘束方向からはずれた所望信号 ( $12^\circ$ ) と  $45^\circ$  から入射する妨害波に対する フォーム フォーマ アダプティブアレイの示す出力変化  
ステップサイズ  $\mu = 2 \times 10^{-5}$

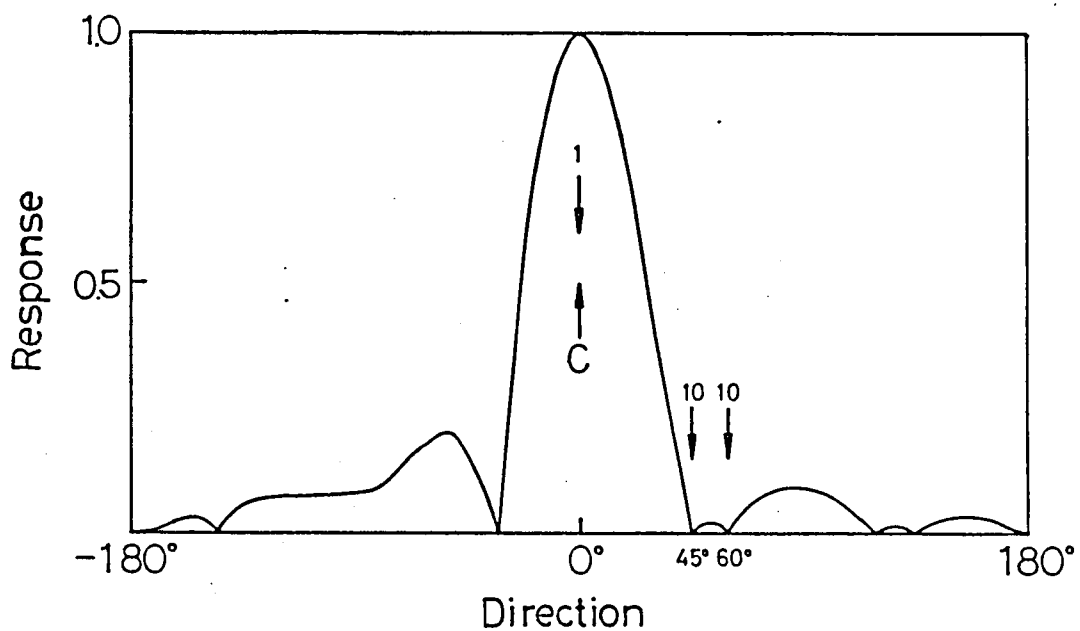


図 2-26 干渉性妨害波 (60°) と非干渉性妨害波 (45°) に対するプロビームフォーマ型アダプティブアレイが達成する最適指向性パターン  
 妨害波強度 各 1, ステップサイズ  $\mu = 5 \times 10^{-4}$   
 1500th iteration



45°から妨害波が入射する場合である。このような状況への対策として、複方向拘束条件がある。<sup>(67)</sup> フォリビームフォーマタイプでは、その差出力Xのパターン(図8-13)が示すように、拘束方向0°から多少ずれて入射した場合にでも、その出力は非常に小さく、出力電力最小化の対象とはならないからである。たとえば、図8-24の場合よりさらに大きく12°入射方向をずらした場合にも、希望信号成分を保護しながら妨害除去をしていることが図8-25に示される。

最後に干渉性妨害波(60°)と共に非干渉性の妨害波(45°)が存在する場合に示すフォリビームフォーマタイプのアダプティブアレイの動作の評価として、図8-26にその収束後のパターンを示す。二つの妨害波に対しそれぞれにパターンヌルを与え、除去をしていることが示されている。このように種々の特性の異なる妨害波に対しても妨害波除去の能力が示される。

## 6 節 結 言

妨害波にヌルを向けて除去するという方法は多くの場合に有効であり、それを自動的にできるアダプティブアレイは理想的である。アダプティブアレイの制御には、序論に述べたように多くの方式があるが、いずれも希望信号と妨害波の無相関性という大前提があるために、たとえば2節に示した解析のように、

所望信号と干渉性雑音を区別出来ず結局双方を消してしまふことになる。これはシミュレーションにも示した相殺動作の現象である。この改良法として、2つのアプローチも挙げた。相関抑圧法は従来型のアダプティブアレイの大前提に合わせて相関そのものを抑圧する方法である。3節に提案した方式では相関の完全な抑圧は不可能であるが、その程度に応じて干渉性妨害波の除去性能が決定されることが判明した。プリビームフォーマはウェイトの制御部から所望信号そのものを除去することにより、干渉性妨害波との相関成分を抑圧する方式であり、シミュレーションによりその入射角によらずヌルを生成することが確かめられた。さらには副産物として、定常特性の安定化、所望信号方向推定誤差に強いという性質のあることが判った。しかし、複数の干渉性妨害波に対しては制御部で行なわれたそれらの相互の相殺動作が信号部では不完全になり、やはり妨害波の消し残りが生じる。

このような不完全さは残すが、多くの問題をかかえた干渉性妨害波に対するアダプティブアレイの動作を解析し、その解決法の要点がやはり信号と妨害波の相関にあるという結論に達した。

干渉性妨害波の問題は多くの分野に関係を及ぼし、序にも述べた通信における多重伝搬やテレビやFM放送のゴースト、レーダーのクラッタなどアダプティブアレイに期待するものは大きい。さらに送信源を

有する アクティブな ホログラフィ も アダプティブな 処理が 応用されること  
により その能力は 倍増 するであろう。

## 第9章 結 論

本研究は 方向拘束式アダプティブアレイの最適アルゴリズムの柔軟性に着目し、各種の発展型システムを考案し、その理論解析と計算機シミュレーションによる動作評価を行なった。

方向拘束式アダプティブアレイでは その制御系に デジタルプロセッサをとり入れ、制御をソフトウェアにより行なうために 次のような優れた特徴がある。

- (1) フィードバック制御のために あらかじめ 必要な情報は 所望信号の入射方向のみである。
- (2) 拘束条件の 付け方により 主ビーム方向を走査することができる。
- (3) 所望信号に対して 常に 一定の応答を示す。
- (4) 最適化制御が 所望信号の有無に左右されない。
- (5) 制御のための フィードバック量は デジタル化された後 処理さけるために、重み付けや 平均化(積分)などの操作が容易である。

従来の 基本型の アダプティブアレイが 広帯域妨害波に対して示す極めて遅い最適化動作に着目し、複合フィードバックシステムを提案した。これは (5) に示される特徴に着目し フィードバック量の 重み付けを行なった後 その要素による フィードバックループを 従来のフィードバックループに さらに 追加したシステムである。指向性パターンの 妨害波方向の

勾配を扱う量み付けされた微分入力もデジタルプロセッサの中で生成し、この成分のフィードバックループを新たに加えることにより、妨害波にもノイズを作り能力に加えて、それと同程度の速さでそのノイズを平坦化する能力がある。このシステムにより、周波数的にもまた角度的にも広範囲にわたって低い応答を示すフラットノイズも、外来妨害波に対して自動的に素速く対応させることができるようになった。

最急降下法に基づいて瞬時値サンプリングによりフィードバック制御される従来型の拘束式アダプティブアレイは、フィードバックエラーにより収束後も最適解のまわりを変動するという定常特性の劣化現象があった。デジタルプロセッサによりフィードバックサンプリングを数値的に積分する平滑フィードバックは(5)の特徴を生かした数値処理によってフィードバックの期待値も近似的に求めようとするシステムである。このシステムによって安定な定常特性が実現され、さらに加えて今まで定常特性を劣化させないように小エラに設定していたステップサイズを大きくして、過渡応答の速い収束を可能にした。

これまでのアダプティブアレイの大前提をくつがえす干渉性妨害波(所望信号に対し相関がある外来妨害波)が存在する電磁環境では従来のアダプティブアレイは所望信号と干渉性妨害波の相殺動作を行ない、所望信号を保持する能力に欠けていた。この根本的な原因は妨害波の所望信号との相関成分であり、

この成分を取り除くことによって 純粋に 妨害波を パターンノイズに  
よって 除去することが出来る。 相関除去法 は アダプティブシステムの  
空間的な 移動に伴う 多くのフィードバックサンプルにより 等価的に  
相関成分を抑え アダプテーションにより 妨害波を除去する方式である。

また 理論解析と シミュレーションにより その妨害波除去能力は 相関成分の  
抑圧度に 比例することがわかった。また ポリビームフォーマ は (4) の特徴を  
生かし、フィードバックループから 所望信号成分 そのものを 取り除くことにより  
純粋に 妨害波のみに対応し それを除去するように働くシステムである。

このシステムは またフィードバックループから 所望信号成分も 取り除くことにより

(i) 定常特性、収束特性の改善 (ii) 所望信号方向推定誤差に  
強いという 副産物 もも 生み出した。

(1)(2) に 特徴づけられる 方向拘束条件は、また 焦点拘束条件に  
移行することにより ニアフィールドに対する アダプティブアレイに 発展させる  
ことが出来る。拘束条件は アダプティブプロセッサの ソフトウェアにのみ  
依存するためには 方向拘束から 焦点拘束への ソフトウェアの変更のみ  
により 同一の アダプティブシステムを用い、ニアフィールドアダプティブアレイを  
実現し、ニアフィールドにおいても 妨害波源を抑圧する能力が確認  
された。

ソフトウェア依存性が大きい方向拘束式アダプティブアレイは  
このような リアルタイムアダプティブシステムにおいて 様々な 発展させる

ことが容易である上に、オフライン最適データ処理への拡張も容易である。

(2)の特徴 即ち、拘束条件の付け方により任意の方向へビームを向け、(3)の特徴 即ち、その応答が一定であることにより、電磁環境を表わす入力相関行列を用いるだけで、オフライン処理により全方向の波源推定が正確にできる。この方法を電波干渉計のデータ処理に応用し、従来のフーリエ変換と比較し、像再生の解像力、位置精度、強度推定精度も向上させることに成功した。

このファールドにおける像再生問題をニアフィールドアダプティブアレイの考え方と同様にニアフィールドに応用し、ハッシュホログラフィにおいて従来のフレネル変換ホログラフィと比較し、像の再生精度を改善することができた。

このように多様な能力を有する方向拘束式アダプティブアレイの実用化に向けて実際にハードウェアによりオーディオ帯域デジタルシステムとRF帯ハイブリッドシステムを試作し、今まで計算機シミュレーションのみにより示していたこの方向拘束式アダプティブアレイの妨害除去能力を実信号を用いた実験により確認した。また、その能力を決定する製作精度についても明らかにした。

本研究に示すように方向拘束式アダプティブアレイは多様性と実用性を備え、将来多くの分野で用いられることが期待される。

現在存在するどの方式のアダプティブアレイにも共通の問題である  
干渉性妨害波に対しては 本論文に示した 相関除去法やフリーム  
フォーマーを用いても まだ不十分なところが多い。しかし、この研究に  
よって、その解決の方向は 干渉性妨害波と所望信号の相関  
抑圧であり、何らかの方法によりこれを解決することにより、干渉性  
妨害波を除去するアダプティブアレイが実現できることを示した。  
この干渉性妨害波の問題が解決されれば 社会的に問題化  
している。たとえば テレビゴーストの解消や アクティブなホログラフ  
など アダプティブアレイの応用分野は 更に一段と広がるであろうと  
期待される。



## 附 録 A 評価関数の複素ウェイトに関する微分

評価関数 (2-74) の  $W_c$  に関する微分ベクトルを求める。

$$A(W_c) = \frac{P_{out}}{2} + \frac{1}{2} \left\{ \lambda_p (C_c^T \overline{W_c} - H_c) + \overline{\lambda_p (C_c^T W_c - H_c)} \right\} \quad (2-74)$$

$A$  は二次形式で単一の極値を有すが、共役要素を含むためコーシー-リーマンの微分方程式を満たさない。コーシー-リーマンの微分方程式は

$$f(z) = u(x, y) + jv(x, y) \quad (A-1)$$

$$z = x + jy \quad (A-2)$$

である  $u, v$  に対して

$$\frac{\partial u}{\partial x} = \frac{\partial v}{\partial y}, \quad \frac{\partial u}{\partial y} = -\frac{\partial v}{\partial x} \quad (A-3)$$

である。(2-74) はこの条件を満たさないため単純に  $W_c$  で微分できない。従って  $W_c \in W_R + jW_I$  と分解し、それぞれの偏微分を求める。出力電力は、

$$P_{out} = (W_R + jW_I)^* R_{xxc} (W_R + jW_I) \quad (A-4)$$

である。 $W_R$  の各番目要素についての偏微分は

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial P_{out}}{\partial W_R} \right|_k &= e_k^T R_{xxc} (W_R + jW_I) + (W_R + jW_I)^* R_{xxc} e_k \\ &= e_k^T R_{xxc} (W_R + jW_I) + e_k^T R_{xxc}^T \overline{(W_R + jW_I)} \\ &= 2 e_k^T R [R_{xxc} W_c] \end{aligned} \quad (A-5)$$

$W_I$  の各番目要素についての偏微分は

$$\begin{aligned}
\left. \frac{\partial P_{out}}{\partial W_I} \right|_k &= -j \mathcal{C}_k^T R_{xxc} (W_R + j W_I) + j (W_R + j W_I)^* R_{xxc} \mathcal{C}_k \\
&= -j \mathcal{C}_k^T R_{xxc} (W_R + j W_I) + j \mathcal{C}_k^T R_{xxc}^T \overline{(W_R + j W_I)} \\
&= 2 \mathcal{C}_k^T \text{Im} [R_{xxc} W_c] \quad (A-6)
\end{aligned}$$

である。\$\mathcal{C}\_k\$ は (2-28) に定義されるベクトルである。結局 ベクトルに  
 与えらる

$$\left. \frac{d P_{out}}{d W_R} \right|_k = \text{Re} [2 R_{xxc} W_c] \quad (A-7)$$

$$\left. \frac{d P_{out}}{d W_I} \right|_k = \text{Im} [2 R_{xxc} W_c] \quad (A-8)$$

とある。(2-75) により \$P\_{out}\$ の \$W\_c\$ による微分ベクトルは

$$\begin{aligned}
\frac{d P_{out}}{d W_c} &= \frac{d P_{out}}{d W_R} + j \frac{d P_{out}}{d W_I} \\
&= 2 R_{xxc} W_c \quad (A-9)
\end{aligned}$$

である。次に 評価関数 (2-74) の第2, 第3項に同様に

$$\left. \frac{d}{d W_R} \lambda_p (\mathcal{C}_c^T W_c - H_c) \right|_k = \lambda_p \mathcal{C}_c^T \mathcal{C}_k \quad (A-10)$$

$$\left. \frac{d}{d W_I} \lambda_p (\mathcal{C}_c^T W_c - H_c) \right|_k = -j \lambda_p \mathcal{C}_c^T \mathcal{C}_k \quad (A-11)$$

$$\left. \frac{d}{d W_R} \overline{\lambda_p (\mathcal{C}_c^T W_c - H_c)} \right|_k = \overline{\lambda_p \mathcal{C}_c^T \mathcal{C}_k} \quad (A-12)$$

$$\left. \frac{d}{d W_I} \overline{\lambda_p (\mathcal{C}_c^T W_c - H_c)} \right|_k = -j \overline{\lambda_p \mathcal{C}_c^T \mathcal{C}_k} \quad (A-13)$$

したがって

$$\frac{d}{dW_R} \{ \lambda_p (C_c^T \bar{W}_c - H_c) \} = C_c \lambda_p \quad (A-14)$$

$$\frac{d}{dW_I} \{ \lambda_p (C_c^T \bar{W}_c - H_c) \} = -j C_c \lambda_p \quad (A-15)$$

$$\frac{d}{dW_R} \{ \overline{\lambda_p (C_c^T \bar{W}_c - H_c)} \} = \overline{C_c \lambda_p} \quad (A-16)$$

$$\frac{d}{dW_I} \{ \overline{\lambda_p (C_c^T \bar{W}_c - H_c)} \} = j \overline{C_c \lambda_p} \quad (A-17)$$

である。従って (2-75) を用いると

$$\begin{aligned} & \frac{d}{dW_c} \left\{ \frac{\lambda_p (C_c^T \bar{W}_c - H_c)}{2} + \frac{\overline{\lambda_p (C_c^T \bar{W}_c - H_c)}}{2} \right\} \\ &= \frac{C_c \lambda_p}{2} + \frac{\overline{C_c \lambda_p}}{2} + j \left\{ \frac{-j C_c \lambda_p}{2} + \frac{j \overline{C_c \lambda_p}}{2} \right\} \\ &= C_c \lambda_p \quad (A-18) \end{aligned}$$

である。(A-9) と (A-18) をまとめると 次式を得る。

$$\frac{dA}{dW} = R_{xxc} W_c + C_c \lambda_p \quad (2-76)$$

## 附 録 B 複素信号系のアルゴリズム

(2-38) に対応して フィードバック量を複素数で表わすと.

$$\Delta(m) = \frac{\partial A}{\partial W_c} = R_{xxc} W_c(m) + C_c \lambda_c(m) \quad (A-19)$$

である. 従って アルゴリズムは

$$W_c(m+1) = W_c(m) - \mu [R_{xxc} W_c(m) + C_c \lambda_c(m)] \quad (A-20)$$

である.  $W_c(m+1)$  は拘束条件 (2-72)(2-73) を満足しなければならないから

$$C_c^* W_c(m+1) = C_c^* W_c(m) - \mu C_c^* [R_{xxc} W_c(m) + C_c \lambda_p(m)] = \bar{H}_c \quad (A-21)$$

である.  $W_c(m)$  の拘束条件 (2-73) を満足しなければならない

$$C_c^* W_c(m) = \bar{H}_c \quad (A-22)$$

であり, (A-21) は次式となる.

$$C_c^* R_{xxc} W_c(m) + C_c^* C_c \lambda_c(m) = 0 \quad (A-23)$$

従って 未定係数  $\lambda_p(m)$  は次のように決定される.

$$\begin{aligned} \lambda_p(m) &= -(C_c^* C_c)^{-1} C_c^* R_{xxc} W_c(m) \\ &= - \frac{C_c^* R_{xxc} W_c(m)}{K} \end{aligned} \quad (A-24)$$

$C_c$  の定義より

$$C_c^* C_c = K \quad (A-25)$$

であるから (A-20) のアルゴリズムは

$$W_c(m+1) = W_c(m) - \mu P_c R_{xxc} W_c(m) \quad (2-79)$$

となる.  $\alpha = 1$

$$P_c = U - \frac{C_c C_c^*}{K} \quad (2-20)$$

である。次に Frost による補正アルゴリズムを複素形で記述する。

(A-24) を厳密に解くことにし、 $\lambda_p(m)$  は次式のように決定される。

$$\begin{aligned} \lambda_p(m) &= (C_c^* C_c)^{-1} \left\{ \frac{1}{\mu} (C_c^* W_c(m) - \bar{H}_c) - C_c^* R_{xxc} W_c(m) \right\} \\ &= \frac{1}{K} \left\{ \frac{1}{\mu} (C_c^* W_c(m) - \bar{H}_c) - C_c R_{xxc} W_c(m) \right\} \quad (A-25) \end{aligned}$$

この  $\lambda_p(m)$  を アルゴリズム (A-20) に代入して

$$\begin{aligned} W_c(m+1) &= W_c(m) - \mu \left\{ R_{xxc} W_c(m) + \frac{C_c}{K\mu} (C_c^* W_c(m) - \bar{H}_c) - \frac{C_c}{K} C_c^* R_{xxc} W_c(m) \right\} \\ &= W_c(m) - \mu R_{xxc} W_c(m) - \frac{C_c C_c^*}{K} W_c(m) + \frac{C_c}{K} \bar{H}_c + \frac{\mu}{K} C_c C_c^* R_{xxc} W_c(m) \\ &= \left( U - \frac{C_c C_c^*}{K} \right) \{ W_c(m) - \mu R_{xxc} W_c(m) \} + \frac{C_c}{K} \bar{H}_c \\ &= P_c [W_c(m) - \mu R_{xxc} W_c(m)] + F_c \quad (2-21) \end{aligned}$$

これを

$$F_c = \frac{C_c}{K} \bar{H}_c \quad (2-22)$$

を得る。

## 附 録 C 実信号系の $R_{xx}$ と $R_{xxg}$ の対応

実信号系の  $R_{xx}$  と  $R_{xxg}$  の対応を考える。  $R_{xx}$  は各入力波の相関行列の和と考えらる。ここでは単一の CW 入力について考察する。まず  $R_{xxg}$  は  $R_{xxc}$  の各要素を展開したものである。  $R_{xxc}$  の  $(k, k')$  要素は

$$R_{xxc} |_{kk'} = \frac{e^{j(\varphi_k + \varphi_{k'})}}{2} \quad (A-26)$$

である。  $R_{xxg}$  を  $\begin{pmatrix} \textcircled{2} & \textcircled{1} \\ \textcircled{3} & \textcircled{4} \end{pmatrix}$  のそれぞれ  $(K \times K)$  行列に分けると  
それぞれの  $(k, k')$  要素は

$$\begin{aligned} \textcircled{1} & -\frac{1}{2} \sin(\varphi_k - \varphi_{k'}) \\ \textcircled{2} & \frac{1}{2} \cos(\varphi_k - \varphi_{k'}) \\ \textcircled{3} & \frac{1}{2} \sin(\varphi_k - \varphi_{k'}) \\ \textcircled{4} & \frac{1}{2} \cos(\varphi_k - \varphi_{k'}) \end{aligned} \quad (A-27)$$

である。また実信号系の  $R_{xx}$  は  $E[X X^T]$  であり、  $X$  の要素は

$$X_k = \cos(\omega t + \varphi_k) \quad (A-28)$$

$$\begin{aligned} X_{k+K} &= \sin(\omega t + \varphi_k) \\ &= \cos(\omega t + \varphi_k - \frac{\pi}{2}) \end{aligned} \quad (A-29)$$

であるから (A-27) と同様にも  $R_{xx}$  を 4 分割するとそれぞれの  $(k, k')$  要素は

$$\begin{aligned} \textcircled{1} \quad E[X_k, X_{k+K}] &= E[\cos(\omega t + \varphi_k) \sin(\omega t + \varphi_{k'})] \\ &= -\frac{1}{2} \sin(\varphi_k - \varphi_{k'}) \end{aligned} \quad (A-30)$$

$$\begin{aligned}\textcircled{2} \quad E[X_k, X_{k'}] &= E[\cos(\omega t + \varphi_k) \cos(\omega t + \varphi_{k'})] \\ &= \frac{1}{2} \cos(\varphi_k - \varphi_{k'}) \quad (A-31)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\textcircled{3} \quad E[X_{k+k}, X_{k'}] &= E[\sin(\omega t + \varphi_k) \cos(\omega t + \varphi_{k'})] \\ &= \frac{1}{2} \sin(\varphi_k - \varphi_{k'}) \quad (A-32)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\textcircled{4} \quad E[X_{k+k}, X_{k+k'}] &= E[\sin(\omega t + \varphi_k) \sin(\omega t + \varphi_{k'})] \\ &= \frac{1}{2} \cos(\varphi_k - \varphi_{k'}) \quad (A-33)\end{aligned}$$

である。(A-27)と(A-30)~(A-33)を比較すれば  $R_{xx}$  は  $R_{xxg}$  に一致することになる。

## 参考文献

- [1] 池上文夫, "アンテナ伝搬の研究・技術者に何を望むか",  
電子通信学会誌 vol. 62. No. 2, 2月 1979.
- [2] H. Bach and J.E. Hansen, "Uniformly spaced arrays,"  
in Antenna Theory; Part I, R.E. Collin and F.J. Zucker, ed.  
McGraw-Hill, 1969, ch.5, pp.186-194.
- [3] A. Ksienski, "A survey of signal processing arrays," in  
AGARD Conference Proceedings, No.16, Signal processing array,  
edited by W.T. Blackband,
- [4] "IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas,"  
IEEE Trans. vol.AP-17, No.3, pp.262-269, May 1969.
- [5] R.O. Harger, "Synthetic Aperture Radar," ACADEMICPRESS, 1970.
- [6] IEEE Trans. on Antennas and Propagation. Special issue on  
Active and Adaptive Antennas, vol.AP-12, March, 1964.
- [7] D.L. Margerum, "Self-phased arrays," in Microwave Scanning  
Antennas, vol.3, R.C. Hansen, Ed. ch.5, Academic Press, 1966.
- [8] P.W. Howells, "Intermediate frequency side-lobe canceller,"  
U.S. Patent 3202990, Aug. 24, 1965.
- [9] B. Widrow, "Adaptive filters I: Fundamentals," Stanford Univ.  
Electronics labs., Syst. Theory Lab., Center for Syst. Res.,  
Rep. SU-SEL-66-126, Tech. Rep. 6764-6, Dec. 1966.
- [10] B. Widrow, "Adaptive filters," in aspects of Network and  
System Theory, R.E. Kalman and N. DeClaris, Eds. New York:  
Holt. Rinehart and Winston, ch.5, 1971.



- [11] F. Bryn, "Optimum signal processing of three-dimensional arrays operating on Gaussian signals and noise," J. Acoust. Soc. Amer., vol.34, pp.289-297, March 1962.
- [12] S.W.W. Shor, "Adaptive technique to discriminate against coherent noise in a narrow-band system," J. Acoust. Soc. Amer., vol.39, pp.74-78, Jan. 1966.
- [13] P.E. Green, Jr., R.A. Frosch, and C.F. Romney, "Principles of an experimental large aperture seismic array (LASA)," Proc. IEEE, vol.53, pp.1821-1833, Dec. 1965.
- [14] R.T. Lacoss, "Adaptive combining of wideband array data for optimal reception," IEEE Trans. vol.GE-6, pp.78-86, May 1968.
- [15] B.D. Steinberg, "Principles of Aperture and Array System Design," A WILEY-INTERSCIENCE PUBLICATION, JOHN WILEY & SONS, 1975.
- [16] L.C. Van Atta, "Electromagnetic Reflector," U.S. Pat. No.2908002, Oct. 1959.
- [17] S.P. Applebaum, "Adaptive arrays," IEEE Trans. AP-24, pp.585-598, Sept. 1976 and Special Project Laboratory Report, SPL-TR66-1, Syracuse University Research Corporation, Aug. 1966.
- [18] L.E. Brennan and I.S. Reed, "Theory of Adaptive Radar," IEEE Trans. vol.AES-9, No.2, pp.237-252, Mar. 1973.
- [19] L.E. Brennan, E.L. Pugh, and I.S. Reed, "Control loop noise in adaptive array antennas," IEEE Trans. vol.AES-7, pp.254-262, Mar. 1971.
- [20] L.E. Brennan and I.S. Reed, "Effect of envelope limiting in adaptive array control loops," IEEE Trans. vol.AES-7, pp.698-700, July 1971.

- [21] 鷹尾和昭, 藤田正晴, 西 隆司, "変調波入力に對する  
シグナル・プロセスング・アレイのレスポンス", 電子通信学会 研究  
会資料 AP 74-33, 1974.
- [22] L.J. Griffith, "A simple adaptive algorithm for real-time  
processing in antenna arrays," Proc. IEEE, vol.57, pp.1696-  
1704, Oct. 1969.
- [23] J. Capon, R.J. Greenfield, and R.J. Kolker, "Multidimensional  
Maximum-Likelihood Processing of a Large Aperture Seismic  
Array," Proc. IEEE vol.55, No.2, pp.192-211, Feb. 1967.
- [24] L.J. Griffith, "Signal extraction using real-time adaptation  
of a linear multichannel filter," SEL-68-017, Tech. Rep.  
No.6788-1, System Theory Laboratory, Stanford University,  
Feb. 1968.
- [25] A. Booker and C.Y. Ong, "Multiple-constraint adaptive filtering,"  
Geophysics, vol.36, pp.498-509, June 1971.
- [26] S.P. Applebaum and D.J. Chapman, "Adaptive Arrays with Main  
Beam constraint," IEEE Trans. vol.AP-24, No.5, pp.650-661,  
Sept. 1976.
- [27] O.L. Frost, III, "Adaptive least squares optimization subject  
to linear equally constraint," SEL-70-055, Tech. Rep. No.6796-2,  
Information System Laboratory, Stanford Univ., Aug. 1970.
- [28] M.J. Levin, "Maximum-likelihood array processing," Lincoln  
Laboratories, MIT, Semiannual Tech. Summary Rep. on Seismic  
Discrimination, Dec. 1964.
- [29] O.L. Frost, III, "An Algorithm for Linearly Constrained Adaptive  
Array Processing," Proc. IEEE, vol.60, pp.926-935, Aug. 1972.

- [30] I.S. Reed, J.D. Mallett and L.E. Brennan, "Rapid Convergence Rate in Adaptive Arrays," IEEE Trans. vol.AES-10, No.6, pp.853-863, Nov. 1974.
- [31] L.O. Krause, "Fast-Adapting Matrix Filtering," IEEE Trans. vol.AES-12, No.2, pp.131-138, Mar. 1976.
- [32] W. Bühring, "Adaptive Orthogonal Projection for Rapid Converging Interference Suppression," ELECTRONICS LETTERS, pp.515-516, Vol.14, No.16, Mar. 1978.
- [33] B. Widrow and J.M. McCool, "A Comparison of Adaptive Algorithms Based on the Method of Steepest Descent and Random Search," IEEE Trans. vol.AP-24, No.5, pp.615-637, Sept. 1976.
- [34] IEEE Transactions on Antennas and Propagation, "Special Issue on Adaptive Antennas," Vol.AP-24, No.5, Sept. 1976.
- [35] D.J. Chapman, "Partially Adaptivity for the Large Array," IEEE Trans. vol.AP-24, No.5, Sept. 1976.
- [36] J.L. Butler, "Digital, Matrix, and Intermediate-Frequency Scanning," in Microwave Scanning Antennas, R.C. Hansen, Ed. Academic Press 1966, pp.258-262.
- [37] D.R. Morgan, "Partially Adaptive Array Techniques," IEEE Trans. vol.AP-26, No.6, pp.823-833, Nov. 1978.
- [38] W.D. White, "Adaptive Cascade Networks for Deep Nulling," IEEE Trans. vol.AP-26. No.3, PP.396-402, May 1978.
- [39] D.E.N. Davis, "Independent Angular Steering for each Zero of the Directional Pattern for a Linear Array," IEEE Trans. vol.AP-15, No.2, pp.296-298, Mar. 1967.
- [40] J.C. Nolen, "Synthesis of Multiple Beam Networks for Arbitrary Illuminations," Bendix Corporation, Radio Division, Baltimore, MD, April 21 1965.

- [41] P.C.K. Kwok, "Eigenvalues of Noise Covariance Matrix of Linear Array in the Presence of Two Directional Interferences," ELECTRONICS LETTERS, pp.50-51, Vol.15, No.2, Jan. 1979.
- [42] C.A. Baird and G.G. Rassweiler, "Adaptive Sidelobe Nulling Using Digitally Controlled Phase-shifter," IEEE Trans. vol.AP-24, No.5, pp.638-649, Sept. 1976.
- [43] R.C. Dixon, ed., "Spread Spectrum Techniques," New York: IEEE PRESS 1976.
- [44] R.T. Compton, Jr., "An Adaptive Array in a Spread-Spectrum Communication System," Proc. of IEEE, Vol.66, No.3, pp.289-298, Mar. 1978.
- [45] A. Cantoni, "Application of Orthogonal Perturbation Sequences to Adaptive Beamforming," IEE Conf. Publ. 169, Pt.I 1978.
- [46] G.G. Rassweiler, F. Wallace, C. Ottenhoff, "Analog Versus Digital Null-Steering Controllers," ICC '77.
- [47] W.J. Szajnowski, "Estimating the Correlation Coefficient of Highly Correlated Clutter," ELECTRONICS LETTERS, Vol.13, No.11, pp.318-319, May 1977.
- [48] P.M. Hansen, "Application of Adaptive Array Technology to HF Communication Systems," NTC 1977.
- [49] A.L. McGuffin and J.S. McCarthy, "Multipath Spread-Spectrum Signal Identification for Adaptive Array," NAECON 1976.
- [50] J.H. Derryberry and W.D. Gregg, "On Optimizing Array Reception of Multipath," IEEE Trans. vol.AES-6, NO.2, pp.188-199, Mar. 1970.
- [51] C. Drane, Jr. and J. McIlvenna, "Gain Maximization and Controlled Null Placement Simultaneously Achieved in Aerial Array Pattern," Radio Elect. Eng. vol.39, pp.49-57, Jan. 1970.

- [52] D.K. Cheng and F. Tseng, "Broadband Null-Steering for Signal-Matched Antenna Arrays," IEEE ISEC 1978, pp.404-406.
- [53] P.J.D. Gething and J.B. Haseler, "Linear Antenna Arrays with Broaded Nulls," Proc. of IEE, Vol.121, No.3, pp.165-168, Mar. 1974.
- [54] W.E. Rodgers and R.T. Compton, Jr., "Adaptive Array Bandwidth with Tapped Delay-Line Processing," IEEE Trans. vol.AES-15, NO.1, pp.21-27, Jan. 1979.
- [55] W.F. Gabriel, "Adaptive Arrays--An Introduction," Proc. of IEEE, Vol.64, No.2, pp.239-272, Feb. 1976.
- [56] B. Widrow, J.M. McCool, M.G. Larimore and C.R. Johnson, "Stationary and Nonstationary Learning Characteristics of the LMS Adaptive Filter," Proc. of IEEE, Vol.64, No.8, pp.1151-1162, Aug. 1976.
- [57] A.J. Berni, "Weight Jitter Phenomina in Adaptive Array Control Loops," IEEE Trans. vol.AES-13, No.4, pp.355-361, July 1977.
- [58] R.L. Riegler and R.T. Comton, Jr., "An Adaptive Array for Interference Rejection," Rep.2552-4, Electrosience Laboratory, The Ohio State Univ., Feb. 1970.
- [59] R.T. Compton, Jr., "An Experimental Four-Element Adaptive Array," IEEE Trans. vol.AP-24, No.5, pp.697-706, Sept. 1976.
- [60] R.T. Compton, Jr., R.J. Huff, W.G. Swarner, and A.A. Ksienski, "Adaptive Arrays for Communication Systems: An Overview of Research at The Ohio State University," IEEE Trans. vol.AP-24, No.5, pp.599-606, Sept. 1976.
- [61] L.J. Griffith, "Time Domain Adaptive Beamforming of HF Backscatter Radar Signals," IEEE Trans. vol.AP-24, No.5, pp.707-720, Sept. 1976.

- [62] T.W. Washburn and L.E. Sweeney, Jr., "An On-Line Adaptive Beamforming Capability for HF Backscatter Radar," IEEE Trans. vol.AP-24, No.5, PP.721-732, Sept. 1976.
- [63] G.G. Rasweiler, M.R. Williams, L.M. Payne and G.P. Martin, "A Minutured Lightweighted Wideband Null Steerer," IEEE Trans. vol.AP-24, No.5, pp.749-753, Sept. 1976.
- [64] F.F. Kretcher, Jr. and B.L. Lewis, "A Digital Open-Loop Adaptive Processor," IEEE Trans. vol.AES-14, No.1, pp.165-171, Jan. 1978.
- [65] R.T. Compton, Jr., "Multiplier Offset Voltages in Adaptive Arrays," IEEE Trans. vol.AES-12, No.5, Sept. 1976.
- [66] D.M. Dicarlo, "Reference Loop Phase Shift in an N-Element Adaptive Array," IEEE Trans. vol.AES-15, No.4, July 1979.
- [67] K. Takao, M. Fujita and T. Nishi, "An Adaptive Antenna Array under Directional Constraint," IEEE Trans. vol.AP-24, No.5, pp.662-669, Sept. 1976.
- [68] 小見山耕司, 鷹尾和昭, 藤田正晴, "アダプティブアレイによる広帯域外來雑音の除去", 昭和52年度電子通信学会総合全国大会 522.
- [69] K. Takao and K. Komiyama, "An Adaptive Antenna for Rejection of Wideband Interference," to be published on IEEE Trans. on AES.
- [70] 小見山耕司, 鷹尾和昭, "方向拘束式アダプティブアレイの定常特性" 電子通信学会研究会資料 AP77-101, 1978.

- [71] 小見山耕司, 鷹尾和昭, "アダプティブアレイの定常特性" 昭和53年度  
電子通信学会総合全国大会 55-7.
- [72] 小見山耕司, 鷹尾和昭, "方向拘束式アダプティブアレイの定常特性と  
その改善", 電子通信学会論文誌(B) 掲載予定 6月 1980.
- [73] 小見山耕司, 鷹尾和昭, "像再生のデータ処理におけるアダプティブアレイ  
技術の応用", 電子通信学会研究会資料 AP78-91, 1979.
- [74] 小見山耕司, 鷹尾和昭, "開口合成法のデータ処理におけるアダプティブ  
アレイ技術の応用", 昭和54年度電子通信学会総合全国大会 613.
- [75] 鷹尾和昭, 小見山耕司, "ニアフィールドアダプティブアレイ", 昭和54年度  
電子通信学会総合全国大会 614.
- [76] 鷹尾和昭, 小見山耕司, "アダプティブアレイのニアフィールドへの応用",  
電子通信学会研究会資料, AP79-30, 1979.
- [77] 小見山耕司, 鷹尾和昭, "ニアフィールドに対するアダプティブアレイ",  
昭和55年度電子通信学会総合全国大会 547.
- [78] 河村 脩, 小見山耕司, 橋本弘哉, 鷹尾和昭, 木村磐根, "アダプティブ  
アレイの構成要素の試作", 昭和53年電気関係学会関西支部連合大会 G11-9
- [79] 伊東康之, 小見山耕司, 橋本弘哉, 鷹尾和昭, 木村磐根, "アダプ  
ティブアレイの低周波モデル実験", 昭和53年電気関係学会関西支部  
連合大会 G11-10.

- [80] 伊東康之, 小見山耕司, 橋本弘哉, 鷹尾和昭, 木村繁根, "オーディオ帯におけるアダプティブアレイのシミュレーション実験," 電子通信学会研究会資料 AP79-31, 1979.
- [81] 伊東康之, 小見山耕司, 橋本弘哉, 鷹尾和昭, 木村繁根, "低周波におけるアダプティブアレイのシミュレーション実験," 昭和54年度電気関係学会関西支部連合会, G11-6.
- [82] 河村修, 小見山耕司, 橋本弘哉, 鷹尾和昭, 木村繁根, "アダプティブアレイシステムの構成," 昭和54年度電気関係学会関西支部連合大会, G11-7.
- [83] 伊東康之, 小見山耕司, 橋本弘哉, 鷹尾和昭, 木村繁根, "アダプティブアレイの変調波に対する動作," 電子通信学会研究会資料 AP79-109.
- [84] 河村修, 小見山耕司, 橋本弘哉, 鷹尾和昭, 木村繁根, "ハイブリット方式のハードウェアによるアダプティブアレイの実験," 電子通信学会研究会資料 AP79-108, 1980.
- [85] 伊東康之, 小見山耕司, 橋本弘哉, 鷹尾和昭, 木村繁根, "低周波アダプティブアレイの広帯域妨害波に対する実験," 昭和55年度電子通信学会総合全国大会 550.
- [86] 河村修, 小見山耕司, 橋本弘哉, 鷹尾和昭, 木村繁根, "方向拘束式アダプティブアレイの実験," 昭和55年度電子通信学会総合全国大会 551.
- [87] 小見山耕司, 米田与志郎, 鷹尾和昭, "干渉性雑音に対するアダプティブアレイ," 昭和55年度電子通信学会 光・電波部門全国大会, 80.



- [88] 小見山耕司, 鷹尾和昭, "ベア素子を用いたアダプティブアレイ", 電子通信学会研究会資料 AP77-100, 1978.
- [89] K. Komiyama and K. Takao, "An Adaptive Array with a Prebeamformer," International Symposium on Antennas and Propagation, A-3-3, Aug. 1978.
- [90] 小見山耕司, 鷹尾和昭, "プレビームフォーマ型アダプティブアレイ", 昭和53年度電子通信学会光・電波部門全国大会 73.
- [91] R. ツルミエール 著 瀬川富士, 高市成方 共訳 "マトリクスの理論と応用", p. 44, フレイン図書出版, 1978.
- [92] R. ツルミエール 著 瀬川富士, 高市成方 共訳 "マトリクスの理論と応用", p. 158, フレイン図書出版, 1978.
- [93] W.B. Devenport, Jr. and W.L. Root, "An Introduction to the Theory of Random Signals and Noise," pp.176-184, McGraw-Hill, 1952.
- [94] 鷹尾和昭, 中川 徹, "シグナルプロセッシングアンテナの学習特性の改善", 電子通信学会研究会資料, AP75-42, 1975.
- [95] 石黒正人, "天文学における新しい画像生手法", 日本物理学会誌 第33巻 第1号 p.30~33, 1978.
- [96] E.O. Brigham, "The Fast Fourier Transform," Prentice-Hall, p.141, 1974.

- [97] 飯塚啓吾, "マイクロ波ホログラフィ(I)", 電子通信学会誌 68号  
p. 640, 1975.
- [98] 飯塚啓吾, "マイクロ波ホログラフィ(II)", 電子通信学会誌 7月号  
p. 772, 1975.
- [99] K. Sasaki, T. Sato and Y. Nakamura, "Holographic Passive Sonar," IEEE Trans. vol. SU-24, No. 3, May 1977.
- [100] 中山純一, 藤原美彦雄, 西尾 勝, 小倉久直, 吉田靖夫, "多周波  
ホログラムマトリックスによる結像について", 電子通信学会研究会資料  
MW 77-130, 1977.
- [101] 安田 聖, 繁沢 宏, 滝山 敬, "長波長ホログラフィにおける超解像",  
電子通信学会研究会資料 MW 77-16, 1977.